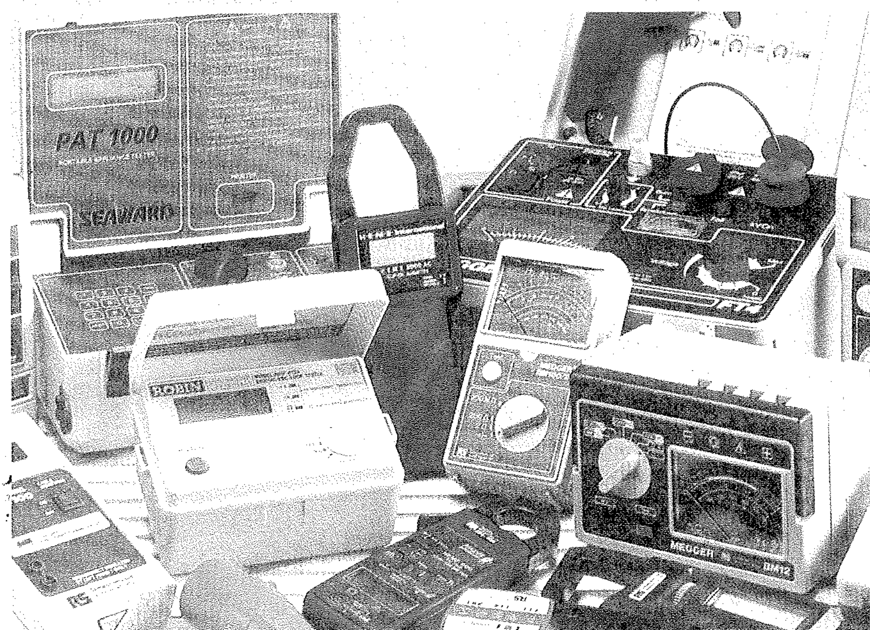
ELEKTRONIK
NOWY
miesięcznik elektroników 12/93
cena 13.900 zł
nr ind. 367141

SLEEP-TIMER do układów zdalnego sterowania (cz. II)

Tyrystorowy układ zapłonowy



W NUMERZE

ELEKTRONIK nowy

Miesięcznik 12/1993 (51)
Rok czwarty
Grudzień 1993
Nakład 40.000 egz.
Numer zamknięto 22.10.1993
Cena 1 egz. 13.900 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. „ARTCOM"

Adres redakcji:
82-300 Elbląg, ul. Browarna 85
skr. poczt. 100
tel./fax 34-18-84 wew. 32
tlx 057302

Redagują:
Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk,
Ryszard Świątkowski - red. naczelny

Laboratorium elektroniczne
tel. 34-18-84 wew. 31

Stali współpracownicy:
Dariusz Bieńkowski, Jarosław Choma,
Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek,
Andrzej Kusiak, Zbigniew Pędzik,
Stefan Połom, Henryk Szałkiewicz,
Sławomir Szczęśniewicz, Aleksander Rode,
Witold Wrotek

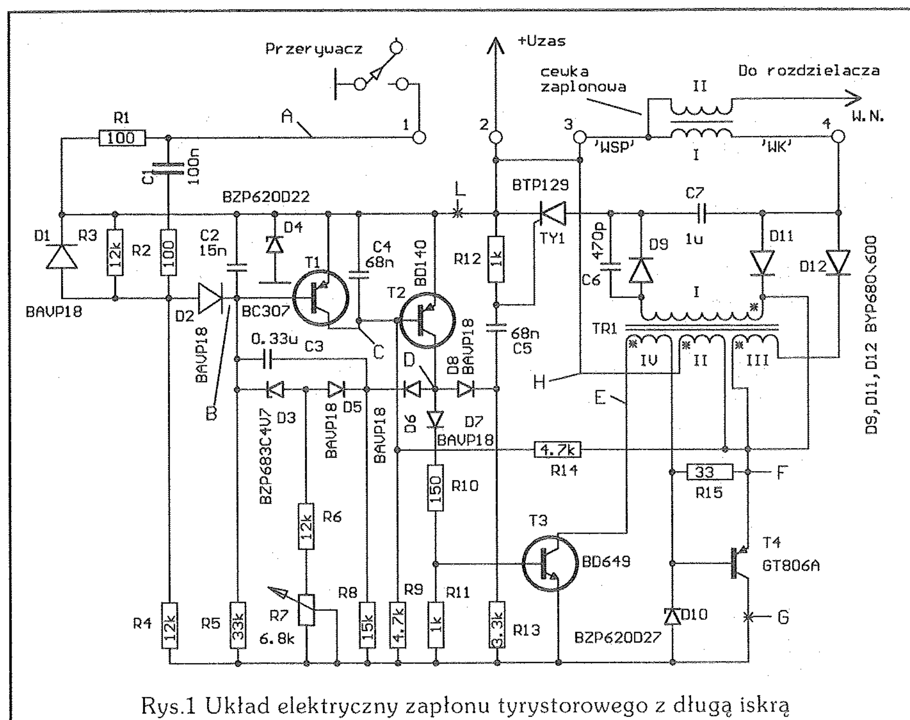
Opracowanie graficzne i DTP
P.W. „ARTCOM"
Mariusz Kołtun
Janusz Mikowicz

Naświetlenia:
P.P.N.H. „EXPLONAFT" Sp. z o.o.
01-685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:
HELDRUK
82-200 Malbork, ul. Partyzantów 3B
tel. (0-55) 37-09

Tyrystorowy układ zapłonowy

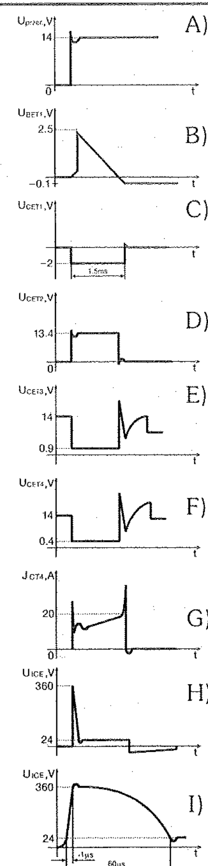
Elektroniczny system zapłonu mieszanki paliwowej w cylindrach



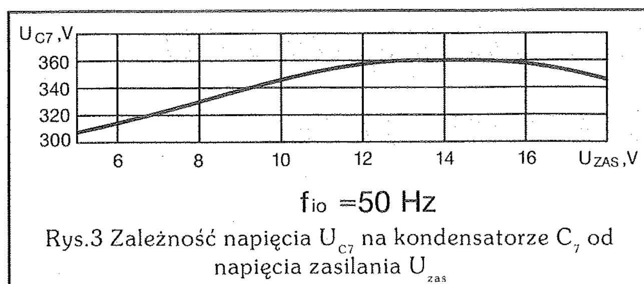
Rys.1 Układ elektryczny zapłonu tyrystorowego z długą iskrą

silnika wewnętrznego spalania już zawojował pierwszeństwo u kierowców. Obecnie istnieje sporo różnych układów tego typu, ale praktycznie wszystkie te układy mogą być zaliczone do jednej z dwóch grup - tyrystorowej charakteryzującej się tym, że energia iskry gromadzi się w kondensatorze lub wersji tranzystorowej z gromadzeniem się energii w cewce zapłonowej o dużej indukcyjności. I te i inne pozwalają znacznie zwiększyć czas eksploatacji zestyków przerywacza, a ze względu na niektóre parametry wyjściowe przewyższają klasyczny zapłon akumulatorowy, przy czym to przewodnictwo można szczególnie zauważyć w czasie eksploatacji samochodu w ciągu dwóch - trzech lat.

Porównując między sobą urządzenia obydwu typów, można odnotować następujące charakterystyczne zalety i wady. Wersje tranzystorowe konstrukcyjnie są prostsze, szczególnie i głównie zdolne do formowania iskry zapłonowej o dużym czasie trwania (do kilku milisekund). To zapewnia zapłon silnika nawet w niesprzyjających warunkach jego pracy, przy niepełnym



Rys.2 Diagramy czasowe napięcia i prądu w charakterystycznych punktach układu



Rys.3 Zależność napięcia U_{C7} na kondensatorze C_7 od napięcia zasilania U_{zas}

obciążeniu, jak również przy ubogiej mieszance paliwowej oraz zapewnia obniżenie zawartości toksycznych produktów spalania w spalinach.

Jednak z powodu stosunkowo niedużej prędkości narastania wysokiego napięcia na świecy zapłonowej, efektywność pracy systemów tranzystorowych odpowiednio spada przy powstawaniu dróg "ucieczki" (upływności) prądu w wysokowoltowym obwodzie (z powodu nagaru na izolowanej świecy i innych układach pracujących pod napięciem wtórnym cewki zapłonowej). Upływność prądu ujawniająca się dodatkowym obciążeniem, nie pozwala osiągnąć obliczonego napięcia na świecach, co może doprowadzić do wypadania iskry zapłonowej.

Systemy tyrystorowe są nieco bardziej złożone, ale one praktycznie są nieczułe na działanie przedstawionych szkodliwych zjawisk, ponieważ zapewniają impuls wysokiego napięcia o wiele większym nachyleniu zbocza narastającego na elektrodach świecy, dlatego prąd upływności nie wpływa zasadniczo na jakość pojawiającej się iskry zapłonowej. Czas trwania iskry w tych systemach nie przewyższa 0.2 ...0.6ms, co z praktycznego doświadczenia autora wynika, że nie zawsze jest dostateczna iskra w celu stabilnej pracy silnika (szczególnie przy jego zapalaniu w różnych warunkach klimatycznych i przy różnych parametrach). Ustalono także, że zwiększenie czasu trwania iskry do 1.5 ...2.0ms odpowiednio zmniejsza się zawartość toksycznych produktów w wydalanych spalinach i podwyższa ekonomikę pracy silnika. Jednocześnie przy zwiększaniu czasu trwania iskry, jak wiadomo, wzmacnia się erozja elektrod świecy i nieznacznie zmniejsza się ich żywotność pracy. Zasadniczym jednak parametrem jest tutaj podwyższenie niezawodności pracy i ekonomika silnika.

W obecnym czasie zarówno tranzystorowe, jak również tyrystorowe systemy wzięte oddzielnie, praktycznie już osiągnęły możliwości zasadniczego polepszenia parametrów wyjściowego impulsu. Jedną z perspektywicznych dróg dalszego polepszania elektronicznych urządzeń zapłonowych jest obecnie, jak wiadomo, synteza pozytywnych parametrów obydwu systemów. Przykładem takiego rozwiązania układu jest opisywane poniżej urządzenie.

Podstawowy układ – to system tyrystorowy z impulsowym ładowaniem kondensatora, dlatego początkowe formowanie iskry jest w nim charakterystyczne: wysokie nachylenie impulsu wysokiego napięcia. Jednak po rozładowaniu się kondensatora przeskok iskry nie jest przerywany, a podtrzymuje się stosunkowo długo i energia doprowadzana jest do świecy praktycznie niebezpośrednio ze źródła napięcia zasilającego. Odstąpienie od jakichkolwiek pośrednich układów kondensatorowych w celu formowania początkowej fazy iskry, pozwala osiągnąć jej duży czas trwania przy prawie tych samych gabarytach i poborze energii.

System zapewnia stabilizację amplitudy impulsu wyjściowego napięcia w szerokich przedziałach zmian napięcia zasilającego, posiada dwa stopnie zabezpieczenia od przypadkowych zadziałań przy drganiach zestyków przerywacza, zabezpieczenie od zakłóceń impulsowych w obwodzie zasilania i możliwość przełączenia na bateryjny wariant zapłonu. Większość elementów urządzenia umieszczono na płytce drukowanej ze złączem, które pozwala szybko zamienić ją na zapasową przy powstaniu niesprawności.

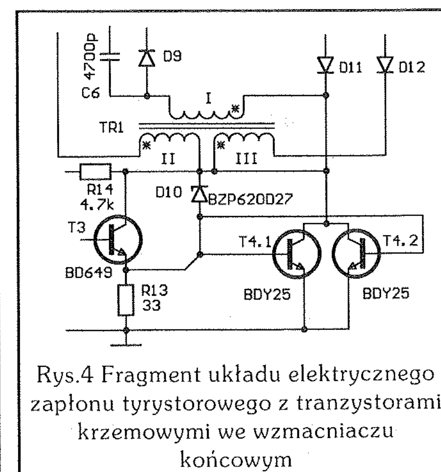
System zapewnia następujące parametry napięcia impulsowego na cewce zapłonowej:
- amplituda fazy początkowej (przy zmianach napięcia zasilającego w przedziałach 9...18V), V 360±5%
- przedziały regulacji czasu trwania iskry, ms 1.2...1.8
- maksymalna częstotliwość powtarzania iskry, Hz 300
- prąd pobierany ze źródła zasilania (przy napięciu 14V i częstotliwości powtarzania iskry 100Hz), A 1.7

Układ elektroniczny (patrz Rys.1) składa się z przerzutnika monostabilnego z tranzystorami T1 i T2, sterowanego przez nich elektronicznego klucza z tyrystorem Ty1 i tranzystorów T3 i T4, transformatora Tr1 z niemagnetyczną szczeliną w rdzeniu i zasilacza na diodach D9 i D11.

Rozpatrzenie procesów pracy urządzenia należy oczywiście rozpocząć od momentu, kiedy zestyki przerywacza są zwarte po jednym cyklu rozwieranie – zwieranie. Przy pierwszym ich rozwarciu iskra nie powstanie, a odbywa się tylko ładowanie kondensatora C7, co jest charakterystyczne dla wszystkich tyrystorowych urządzeń z impulsowym gromadzeniem energii. Mechanizm ładowania kondensatora C7 będzie jasny z dalszych rozważań.

W przedstawionym położeniu zestyków tranzystor T1 przerzutnika będzie odetkany prądem bazy, przepływającym poprzez rezystory R5–R8, stabilizator D3 i diodę D5. Kondensator C3 ustalający czas przerzutnika jest naładowany ze źródła zasilania poprzez otwarte złącze emiterowe tranzystora T1 i rezystor R8, do stabilnego napięcia (przykładowo 5V), określonego przez stabilizator D3 i diodę D5. Tranzystor T2 jest zatkany. To jest wyjściowe stabilne położenie przerzutnika.

Obwód wyzwalający R1, C1, R2, R3, R4, T1, T2 przygotowuje się do



Rys.4 Fragment układu elektrycznego zapłonu tyrystorowego z tranzystorami krzemowymi we wzmacniaczu końcowym

pracy: kondensator C1 ładuje się do połowy napięcia zasilającego z dużą stałą czasową (około 0.6ms) określoną wartościami elementów R2, R3, R4, C1. Ponadto przy drganiach zestyków przerywacza (z odstępem nie większym niż 1ms) nie wywołuje to powstania ładowania, dostatecznego dla wyzwolenia przerzutnika. Przy rozwieraniu zestyków przerywacza naładowany kondensator C1 podłącza się poprzez rezystor R1 i R2 do diody D1 i ona odtyka się. To powoduje krótkotrwałe podwyższenie napięcia na anodzie diody D2 do wartości równej sumie napięć zasilania i napięcia na odetkanej diodzie D1. Dlatego dioda D2 odtyka się, co doprowadza do głębokiego zmniejszenia się napięcia na bazie tranzystora T1 i jego zatkania. Tranzystor T2 przy tym odtyka się, poprzez otwartą diodę D6 zamyka się obwód dodatniego sprzężenia zwrotnego przerzutnika monostabilnego i on przerzuca się w położenie niestabilne.

Kondensator C5 naładowany do napięcia źródła zasilającego, jest podłączony do rezystora R12 poprzez odetkany tranzystor T2 i diodę D8. Pod wpływem tego, na rezystorze R12 formuje się ładujący impuls napięcia, wywołujący odetkanie się tyrystora Ty1. Prąd poprzez odtykający się tranzystor T2 i diodę D7 powoduje spadek napięcia na rezystorze R11, odtykając tranzystor T3. W ślad za nim odtyka się i tranzystor T4.

Kondensator C7 gromadzący energię poprzez odtykający się tyrystor Ty1, rozładowuje się następnie poprzez pierwotne uzwojenie cewki zapłonowej i w rezultacie czego na jej wtórnym uzwojeniu formuje się impuls wysokiego napięcia o stromym nachyleniu. Impuls ten poprzez rozdzielacz postępuje do świecy i między jej elektrodami powstaje iskrowe rozładowanie tego impulsu.

Jednocześnie poprzez odtykający się tranzystor T4 (klucz tranzystorowy) i uzwojenie II transformatora Tr1 od dodatniego bieguna źródła zasilającego zaczyna przepływać prąd. Diody D9 i D12 w tym czasie są zatkane.

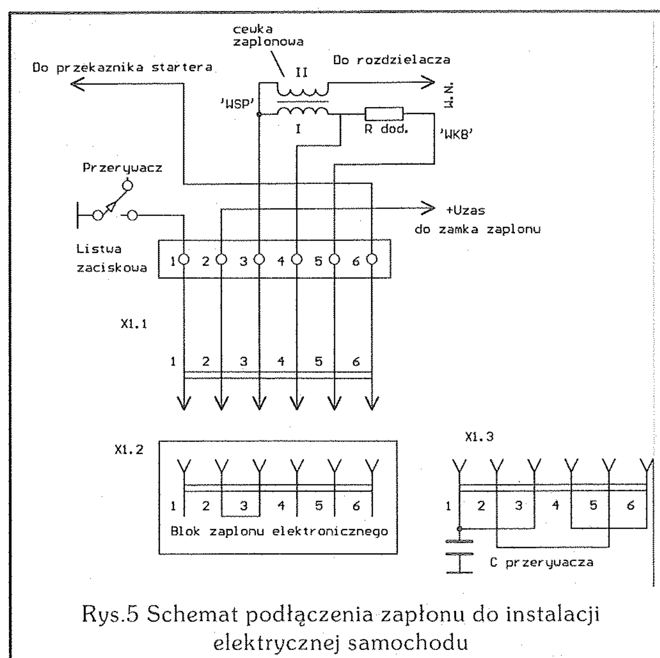
Poprzez kilka dziesiątek mikrosekund napięcie na kondensatorze C7 zmniejsza się do poziomu (około 24V), przy którym dioda D2 odtyka się. Od tego momentu uzwojenie pierwotne cewki zapłonowej podłącza się poprzez diodę D12, uzwojenie III transformatora Tr1 i odetkany tranzystor T4 bezpośrednio do źródła zasilającego. Powstający w tym obwodzie prąd przybiera charakter liniowo narastający, co zapewnia się dzięki odpowiedniej konstrukcji transformatora Tr1. W wyniku zmian w czasie prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej, w jej uzwojeniu wtórnym wzbudza się SEM, która jest na tyle dostatecznie duża, że podtrzymuje zapłon wcześniej powstającej iskry w świecy zapłonowej.

W transformatorze Tr1 odbywa się nagromadzenie energii magnetycznej. Przedłużenie tej podstawowej fazy w czasie trwania iskry określa się czasem, w którym odetkany jest wzmacniacz wykonawczy z tranzystorem T4. Wskutek tego następuje zwiększenie prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej.

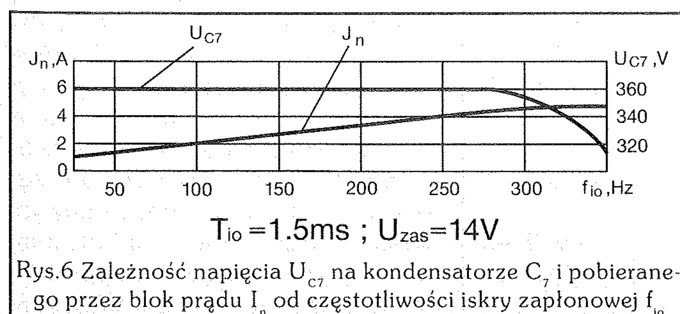
Po przerzuceniu przerzutnika monostabilnego w położenie niestabilne, zaczyna się przeładowanie kondensatora C3 zadającego czas i napięcie na nim w niektórych momentach zmniejsza się do poziomu odetkania tranzystora T1. Przerzutnik skokowo przerzuca się i wraca w położenie wyjściowe, natomiast tranzystor T2 zatyka się, w ślad za nim zatyka się również tranzystor T3 i T4 a prąd w uzwojeniach II i III transformatora Tr1 wyraźnie zmniejsza się. W rezultacie tego w uzwojeniu I powstaje SEM samoindukcji, która poprzez diody D9 i D11 ładuje kondensator gromadzący C7 do napięcia około 360V. W tym położeniu będzie on znajdował się do momentu ponownego rozwarcia zestyków przerywacza. Dalej proces powtarza się w tej samej kolejności.

Diagramy czasowe napięcia i prądu w niektórych punktach układu, ilustrujące jego pracę, przedstawiono na Rys.2. Oscylogramy B i C zdjęto w stosunku plusowego przewodu zasilania urządzenia, H – w stosunku wyprowadzenia ″WK″ cewki zapłonowej, A, D, E, F – w stosunku przewodu wspólnego (masy); oscylogram G zdjęty po przerwaniu obwodu kolektora tranzystora T4. Drugi oscylogram J odróżnia się od pierwszego (H) tylko inną skalą w osi czasu. Moment rozwierania zestyków przerywacza oznaczono przez t_1, a przez t_2 – moment powrotu przerzutnika monostabilnego w położenie wyjściowe. Reżim zmian: napięcie zasilania U_{zas} = 14V, prąd pobierany – 0.8A, częstotliwość wytwarzania iskry f = 50Hz, czas trwania iskry T_{io} = 1.5ms.

Napięcie na kondensatorze C7



Rys.5 Schemat podłączenia zapłonu do instalacji elektrycznej samochodu



Rys.6 Zależność napięcia U_{C7} na kondensatorze C_7 i pobieranego przez blok prądu I_n od częstotliwości iskry zapłonowej f_{io}

gromadzącym energię stabilizuje się w następujący sposób. Przy wzroście napięcia zasilania w czasie przepływu prądu przez tranzystor T4, zmniejsza się on wskutek skrócenia procesu przeładowania kondensatora C3. Dlatego, nie patrząc na to przyśpieszenie narastania prądu w uzwojeniach II i III transformatora Tr1, w momencie włączenia jego wartość pozostaje bliska nominalnego. SEM powstająca w uzwojeniu I i ładująca kondensator C7, także podtrzymuje się na niezmienionym poziomie. Liniowość zwiększania prądu powoduje polepszenie się stabilizacji.

Wykres zależności napięcia na kondensatorze C7 od napięcia zasilającego przedstawiono na Rys.3. Na uzwojeniu IV transformatora Tr1 przedstawia się napięcie, częściowo kompensujące napięcie nasycenia tranzystora T3. Pozwala to osiągnąć pełniejsze odtykanie tranzystora kluczującego T4 i podwyższyć jego sprawność. Dioda D2 dzięki dzielnikowi R3, R4 jest zatkana i z tego względu impuls wyzwalający powinien co do wartości koniecznie przewyższyć połowę napięcia zasilającego. To razem ze stosunkowo dużą wartością stałej czasowej obwodu wyzwalającego podwyższa odporność systemu na zakłócenia. Oprócz tego sygnał z emitera tranzystora T4 postępujący poprzez rezystor R14, chroni przerzutnik przed przypadkowym przerzuceniem przed zakończeniem procesu kształtowania iskry. Stabilizator D4 służy do ograniczenia zakłóceń impulsowych, które mogą powstać w sieci pokładowej samochodu przy pracy startera, różnych przekaźników, silników elektrycznych i spowodować zakłócenie w pracy przerzutnika monostabilnego.

W celu bardziej skutecznego zabezpieczenia przed zakłóceniami systemu zapłonowego można dodatkowo przyłączyć filtr LC, włączając dławik w przerwę przewodu plusowego zasilania w punkcie L, a kondensator elektrolityczny (470μF/25V) – między lewym według schematu wyprowadzeniem dławika i wspólnym przewodem. Równolegle do tego kondensatora pożądane jest podłączyć jeszcze jeden kondensator o pojemności około 33nF.

System zapłonowy można bardzo łatwo rozbudować o ogranicznik częstotliwości obrotów wału napędowego silnika. Jego funkcja będzie spełniać rolę obwodu wyzwalania, jeśli zwiększymy wartość rezystancji rezystora R3 i R4 do wartości, przy których stała czasowa obwodu C1, R2, R3, R4 będzie równa przykładowo trzem okresom obliczonej częstotliwości powstawania iskry.

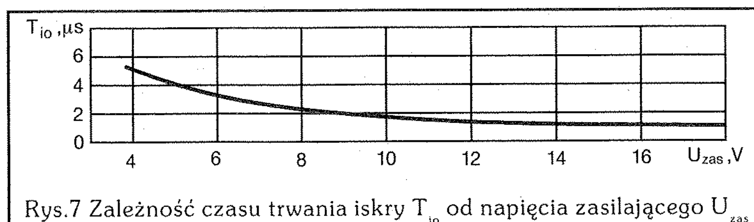
Płytkę drukowaną należy wykonać z foliowanego laminatu szklanoepoksydowego o grubości 2mm. Przy montażu systemu w całość, a szczególnie montażu płytki drukowanej należy zwrócić uwagę, że to urządzenie będzie pracować w ciężkich warunkach (znaczna wibracja, podwyższona temperatura, wilgoć i zapylenie). Dlatego należy zapewnić pewne mocowanie wszystkich elementów i układów, dobre odprowadzenie ciepła, itp.

Transformator Tr1 zbudowany z rdzeni transformatorowych zwijanych RZC-13.5/51 o grubości g = 15 + 25mm (pozostałe dane rdzenia można znaleźć w książce M.Feszczuka – "Wzmacniacze elektroakustyczne" WKŁ 1986 r. str.242 lub w katalogu ZATRY dotyczącego produkowanych przez nich transformatorów sieciowych) z niemagnetyczną szczeliną 0.35mm. Rdzeń transformatora należy dopracować tak, aby elementy przewodu magnetycznego można było ściągnąć śrubami. Uzwojenia nawijamy w porządku ich numeracji z obowiązkową przekładką izolacyjną między warstwami uzwojeń. Uzwojenie I zawiera 850 zwojów przewodu DNE ϕ 0.2mm; II i III – po 40 zwojów przewodu odpowiednio DNE ϕ 1.2mm i ϕ 0.9mm; IV – 2... 3 zwoje przewodu DNE ϕ 0.5mm.

Użyty kondensator C7 powinien być na napięcie 750... 1000V. Pewien zapas napięcia tego kondensatora jest potrzebny w celu zmniejszenia upływności prądu w przerwach między impulsami ładowania. Z tej przyczyny tyrystor Ty1 pożądane jest dobrać na niskie napięcie włączenia i prąd blokowania nie większy niż 0.5mA. Te warunki spełniają tyrystory typu BTP129-750. Można również zastosować tyrystory produkcji Tesli typu KT505. Jako tranzystor kluczujący T4 w urządzeniu modelowym zastosowano tranzystor produkcji byłego Związku Radzieckiego typu GT806A.

Przy konieczności zamiany tranzystora GT806A należy zwrócić uwagę, że od takich jego parametrów, jak czas wyłączenia i napięcie nasycenia w głównej mierze zależy wyjściowe impulsowe napięcie systemu i energia iskry. Z tego powodu tranzystor ten powinien mieć wartość dopuszczalnego prądu stałego kolektora (w nieprzerwanym reżimie), bliskiego amplitudzie impulsu prądu, równemu w opisywanym urządzeniu przykładowo 20A. Z przedstawionych zatem przyczyn najbardziej przydatne są w tym przypadku w kluczu tranzystorowym tranzystory germanowe podanej serii (GT806). W przypadku zastosowania tranzystorów krzemowych produkcji krajowej, na przykład serii BDY25, pożądane jest włączyć je po dwa równolegle (patrz Rys.4)

Przy montażu bloku elektronicznego zapłonu w samochodzie należy starać się o minimalną długość połączeń przewodowych; przekrój ich nie powinien być mniejszy niż 1.5mm². Schemat podłączenia bloku do systemu sieci pokładowej samochodu przedstawiono na Rys.5.



Rys.7 Zależność czasu trwania iskry T_{io} od napięcia zasilającego U_{zas}

Zmontowane bez pomyłek i ze sprawnych elementów urządzenie, w uruchomieniu nie jest kłopotliwe. Przy wykorzystywaniu zamiast tranzystora GT806A innego tranzystora w celu polepszenia parametrów impulsu wyjściowego, można popróbować dobrać liczbę zwojów uzwojenia IV transformatora Tr1 w przedziale od 1...6. W początkowym okresie eksploatacji urządzenia, należy kontrolować temperaturę cewki zapłonowej i jeśli ona prze-

grzewa się, należy zmniejszyć czas trwania iskry rezystorem R7. Opisany system może również pracować i z dowolnym bezkontaktowym czujnikiem, należy tylko zapewnić pożądane parametry impulsu wyzwalającego na bazie tranzystora T1. Przy tym elementy C1, R1, D1 mogą być wyłączone. Przy braku tranzystorów mocy wielkiej częstotliwości o strukturze p–n–p, klucz można zbudować według schematu uproszczonego uwidocznionego na Rys.4, jednak zachodzi przy tym potrzeba zapewnienia izolacji obudów tranzystorów mocy od radiatora i liczyć się z nieznacznym obniżeniem parametrów wyjściowych urządzenia.

Jeśli system będzie pracował w samochodach, u których cewka zapłonowa nie posiada rezystora ograniczającego R_{dod} (patrz Rys.5), to schemat podłączenia bloku odpowiednio upraszcza się. Liczba kontaktów w złączach X1.1 – X1.3 i na listwie zaciskowej, a także liczba przewodów w wiązce połączeniowej zmniejsza się do czterech.

Na Rys.6 przedstawiono wykres zależności napięcia U_{C7} na kondensatorze C7 od napięcia zasilającego U_{zas} system zapłonowy, natomiast Rys.7 ilustruje zależność czasu trwania T_{io} zapłonowej w funkcji napięcia zasilającego.

Adam Sztorc

Układ sleep–timera do układów zdalnego sterowania cz.II

Po zmontowaniu układ nie wymaga regulacji. Można jedynie sprawdzić poprawność działania układów zerujących, a w szczególności układu z bramką US4C. Przebieg 21 powinien mieć dłużej logiczne zero niż przebieg 20 logiczną jedynkę, tak by na wyjściu bramki US4C (przebieg 22), po włączeniu zasilania, od razu pojawiła się logiczna jedynka.

Czas wyłączenia napięcia reguluje się elementami R i C. Szybkość przełączania anod wyświetlaczy reguluje się elementami dołączonymi do wyprowadzeń 1 i 2 układu scalonego US11.

Częstotliwość multiwibratora określona jest wzorem:

$$f_Q = \frac{1}{4.4 R_{TC} C_{TC}}$$

Czas włączenia multiwibratora monostabilnego US1 jest określony wzorem:

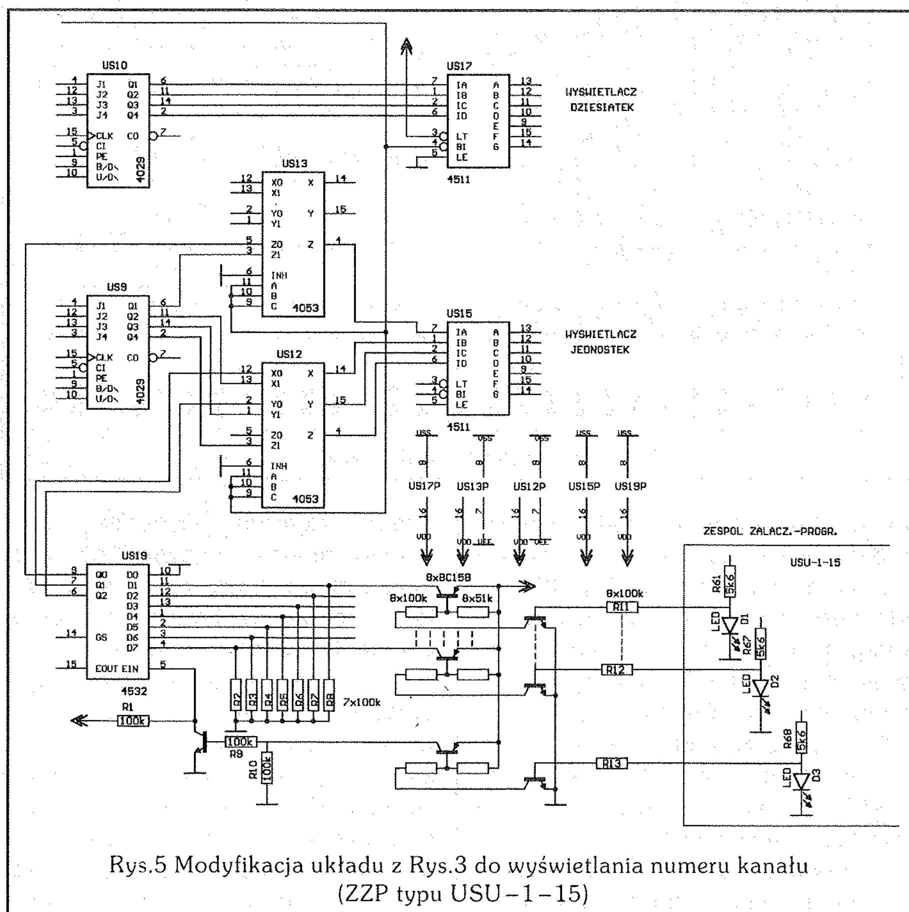
$$t = 2.48 R_{TC} C_{TC}$$

przy czym kondensator musi być nieelektrolityczny.

Czas pracy tajmera US7 wynosi:

$$t_{OUT} = 2.3 \times 2^{15} R_{TC} C_{TC}$$
$$\text{oraz } R_S = 2R_{TC}$$

Układ "sleep–timera" do współpracy z układem scalonym



Rys.5 Modyfikacja układu z Rys.3 do wyświetlania numeru kanału (ZZP typu USU–1–15)

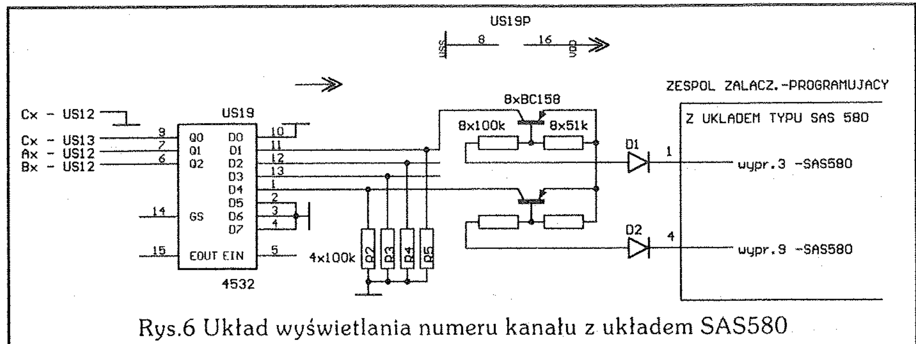
MC1025 działa na podobnej zasadzie jak układ opisany poprzednio, dlatego opis działania ograniczony będzie do przedstawienia różnic.

Układ zdalnego sterowania na układach scalonych MC1024–MC1025 pozwala na załączanie 16 kanałów. Najczęściej wykorzystywane jest 4 do 8 kanałów. Przy TV z pilotem typu RB 546 jest przycisk służący do sekwencyjnej zmiany programów. Sygnał ten jest dostępny na wyprowadzeniu nr 9 dekodera UCY7442. Należy wówczas

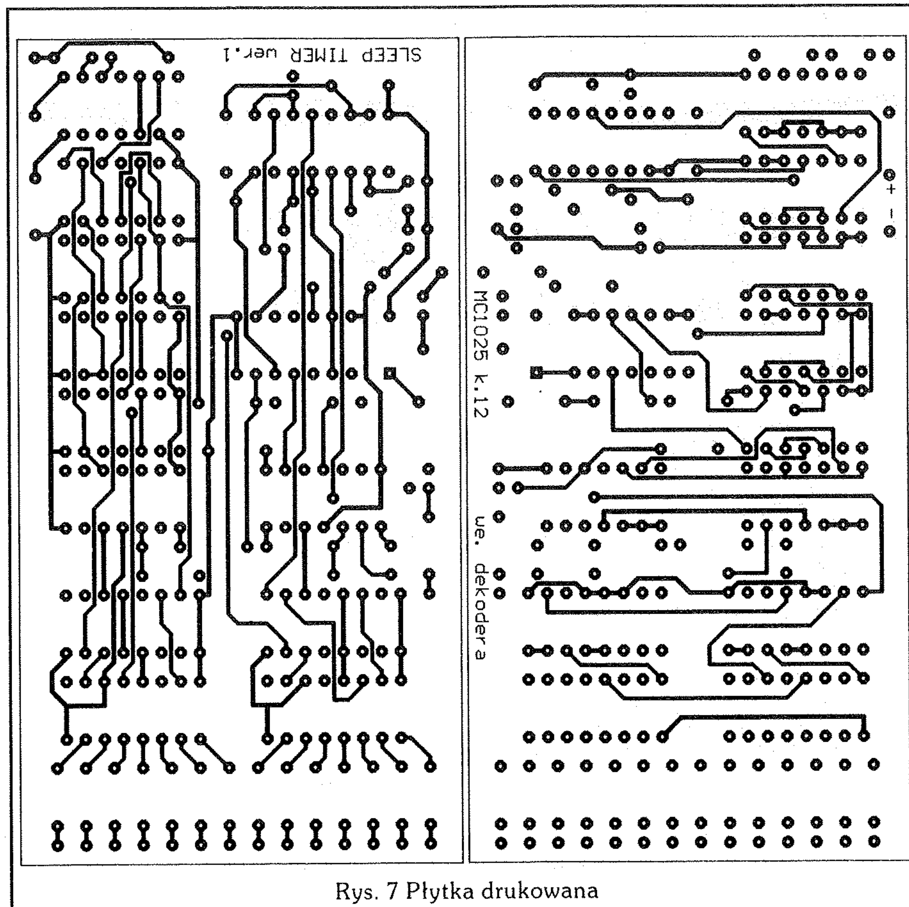
zdemontować elementy służące do sekwencyjnej zmiany programów. Oczywiście można wykorzystać inny sygnał z dekodera, do którego mamy dostęp i odpowiednio dostosować pilota.

Wspólne układy, elementy i przebiegi czasowe oznaczono tak samo.

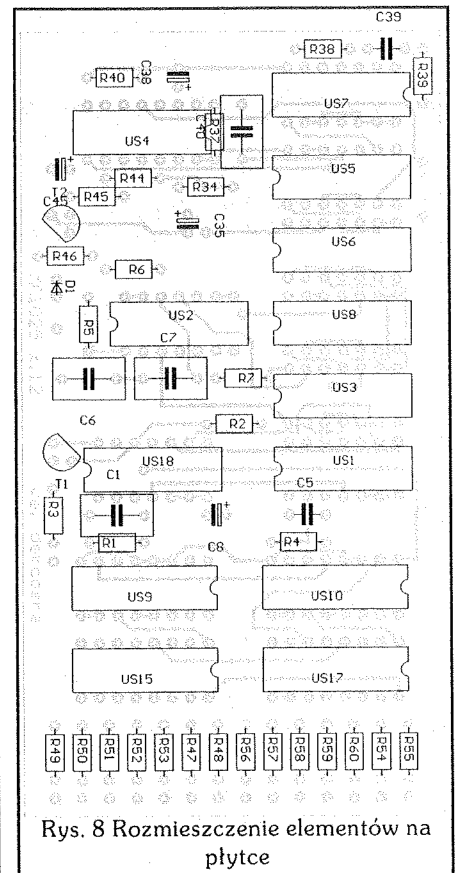
Zasada pracy jest następująca (Rys.3 i Rys.4). Sygnał wejściowy



Rys.6 Układ wyświetlania numeru kanału z układem SAS580



Rys. 7 Płytka drukowana



Rys. 8 Rozmieszczenie elementów na płytce

ma postać impulsów, dlatego w układzie wejściowym zastosowano multiwibrator retrygowalny US18, z którego wyjść otrzymujemy przebiegi 1 oraz 2 (Rys.4, Rys.2). Po włączeniu zasilania TV przyciskiem sieciowym multiwibratory US18, US1, przerzutniki US3A-US3B, US5A-US5B oraz liczniki US9, US10 zostają wyzerowane, wyświetlacze nie świecą.

Pierwsze naciśnięcie przycisku na pilocie "sleep-timer" powoduje wyzwolenie multiwibratorów US18 i US1. Wyjście US1 (p.4) min. odblokowuje dekodery 7-segmentowe US15, US17 (p.23). Kolejne naciśnięcie przycisku "sleep-timer" w ciągu 5 sekund od ostatniego naciśnięcia powodują ustawienia zawartości liczników oraz uruchomienie tajmera. Podczas pracy "sleep-timera" wyświetlacze cały czas wskazują stany liczników. Wyłączenie "sleep-timera" bez wyłączenia telewizora w tryb standby (Rys.4 część i) odbywa się tak jak opisano poprzednio. Wyłączenie telewizora w tryb standby odbywa się wtedy, gdy na wyjściu bramki US4C będzie stan niski (p.22 część f). Tranzystor T11 będzie odetkany, co spowoduje dołączenie przez rezystor i diodę wyprowadzenia 12-MC1025 do masy i przejście układu zdalnego sterowania w tryb pracy standby. Przez cały czas pracy "sleep-timera" na wyświetlaczu pokazywany jest stan liczników, po wyłączeniu się układu wyświetlacz jest ciemny. W takim układzie pracy nie są niezbędne: przerzutnik US3A-US3B, detektor zbocza opadającego US2D oraz bramka US3D. Należy wówczas połączyć wyjście detektora zbocza narastającego US2A w miejsce wyjścia bramki US3D. Wówczas każde naciśnięcie przycisku "sleep-timer" spowoduje zmianę stanu liczników (przebieg 7 będzie przebiegiem 8).

Jednocześnie z dobudowaniem do układu MC1025 układu "sleep-timera", można dobudować wskaźnik numeru kanału. Należy jednak zmodernizować układ z Rys.3 (Rys.5).

Gdy multiwibrator US1 nie jest wyzwolony,to klucze przekazują na dekoder US15 stan wyjść enkodera US19. Translator poziomów napięć pokazany na Rys.5 służy do podłączenia programatora USU-1-15

OTV ELEKTRON. Dla OTV z programatorem na układzie scalonym SAS580 (UL1958) translator pokazano na Rys.6. Podczas pracy telewizora w trybie standby na wyświetlaczu jest wyświetlane ˝zero˝.

Tomasz J.Gościniak

Literatura:

1. *P.Gajewski, J.Turczyński: Cyfrowe układy scalone CMOS, WKŁ, Warszawa 1990*
2. *SAA1293 Remote-Control and Tuning Microcomputer for TV Receivers, Semiconductors ITT, Edition 10/1985, Order No. 6251-243-2E.*
3. *Instrukcja serwisowa OTVCM Syriusz TC502/TC505, WEMA, Warszawa 1990.*
4. *Schemat OTVC ELEKTRON, RE 1,2/1988.*
5. *Schemat OTVC NEPTUN 546, RE 10/1987.*

Multimetr mierzący kąt fazowy

Prosty układ cyfrowy wraz z multimetrem cyfrowym to wszystko co potrzeba do zmierzenia fazy pomiędzy dwoma impulsami. Odczyt kąta fazowego dokonuje się bezpośrednio na podstawie wskazania multimetru. Dokładność takiego pomiaru będzie nie gorsza od 1% jeśli częstotliwość wejściowych sygnałów będzie się zawierać w przedziale 100[Hz] do 200[kHz].

Działanie układu

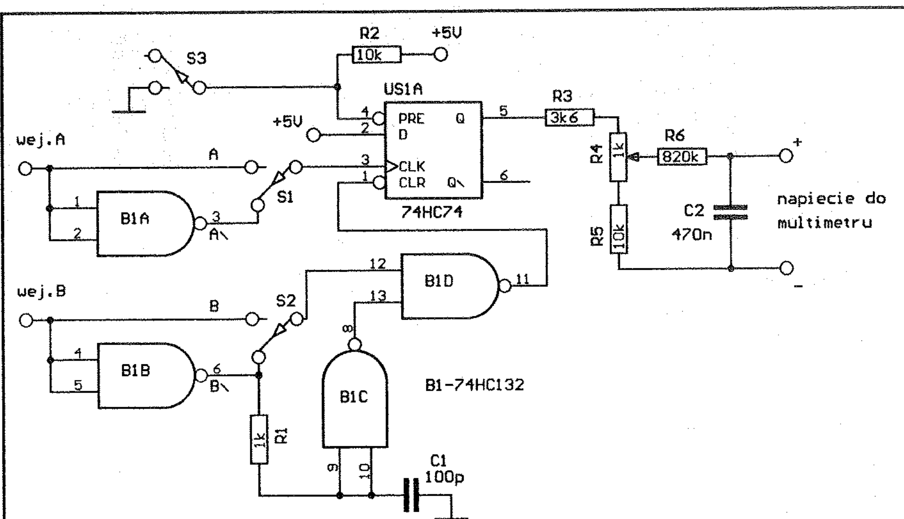
Ponieważ wejście D układu przerzutnika (1/2 74HC74) jest zawsze równe 1, to narastające zbocze wejściowego sygnału A będzie ustawiać wyjście przerzutnika w stan 1 – patrz Rys.1. Z drugiej strony sygnał B – po przejściu przez obwód R1, C1 oraz bramki B1c i B1d zostaje uformowany w wąski ujemny impuls, który ustawia wyjście przerzutnika D w stan 0.

Długości impulsów na wyjściu przerzutnika D są równe czasowi pomiędzy dwoma narastającymi zboczami sygnału A i sygnału B. Wyjściowy sygnał jest dzielony na dzielniku rezystorowym R3, R4 oraz R5. Odwrócenie sygnału ma miejsce dzięki R6 i C2. Tak powstały sygnał DC staje się proporcjonalny do stosunku T1/T.

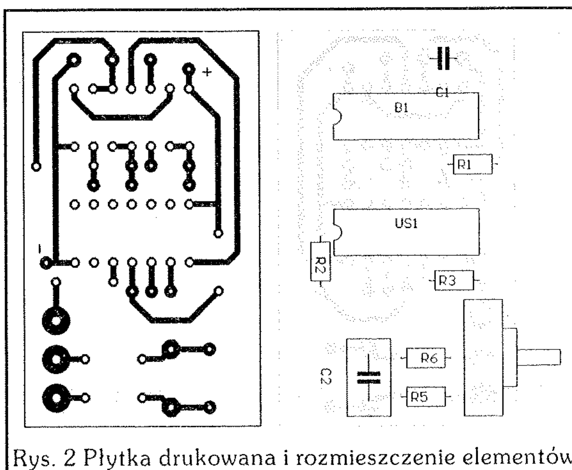
Aby wyskalować układ należy ustawić najpierw pełną skalę. Następnie zamykamy przełącznik S3, powoduje to, że na wyjściu przerzutnika otrzymujemy stałą ˝1˝. Następnie potencjometrem R4 powinniśmy doprowadzić do sytuacji, w której multimetr wskaże nam napięcie równe 3.60[V]. Wówczas otrzymujemy rozdzielczość wskazań 1°/0.01[V]. Ustawianie 0 nie jest konieczne. Oczywiście zamiast multimetru cyfrowego, który jest bardzo drogi, można zastosować inny woltomierz.

Odpowiednio ustawiając przełącznik S1 i S2 możemy mierzyć kąty fazowe w różnych wariantach. Wszystkie możliwości pokazuje Tabela 1.

Aleksander Rode



Rys.1 Wraz z tym układem, multimetrem cyfrowym można zmierzyć kąt fazowy pomiędzy dwoma sygnałami A i B



Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

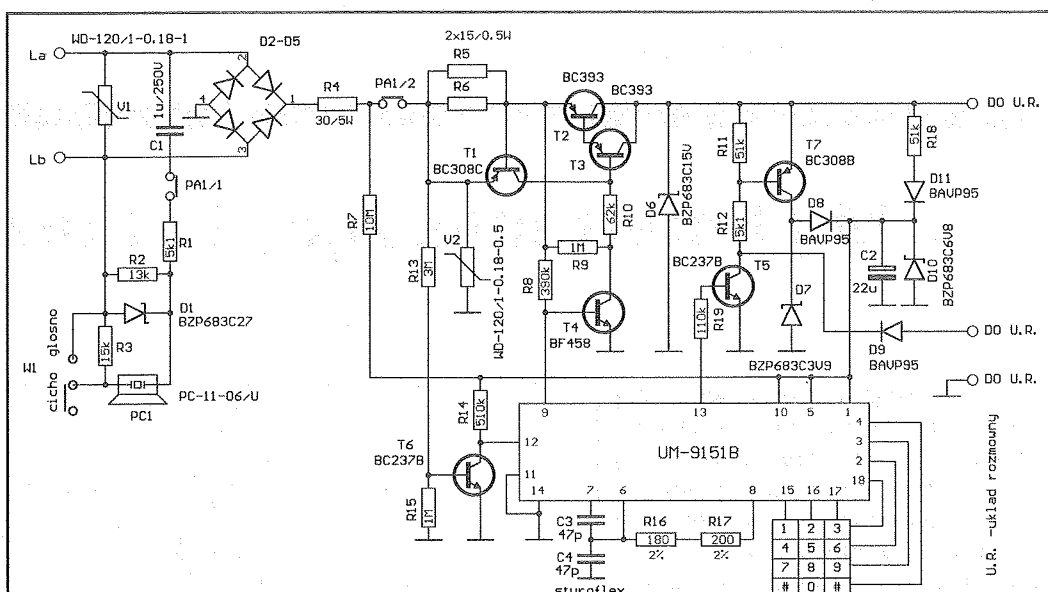
Tabela 1

S1	S2	Rodzaj pomiaru
A	B	od narastającego zbocza A do narastającego zbocza B
A	$\overline{B}$	od narastającego zbocza A do opadającego zbocza B
$\overline{A}$	B	od opadającego zbocza A do narastającego zbocza B
$\overline{A}$	$\overline{B}$	od opadającego zbocza A do opadającego zbocza B

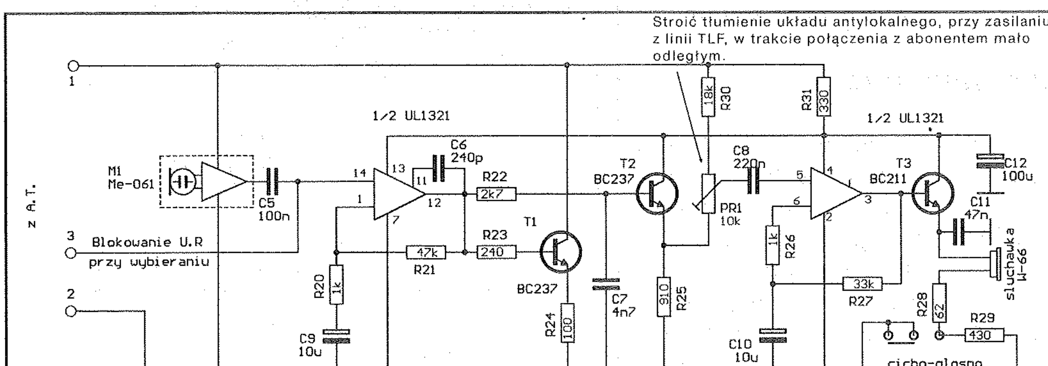
Opracowano na podstawie: Electronic Design 14/90

Elektroniczny aparat telefoniczny

Ostatnie dwudziestolecie upływa pod znakiem systematycznego rozwoju telekomunikacji, polegającego na rozwijaniu sieci, jak też ciągłej modernizacji jej wyposażenia, (centrale i wyposażenie abonenckie). Proces zastępowania rozwiązań tradycyjnych nowoczesną technologią napotyka na trudności głównie z przyczyn ekonomicznych. Planowe unowocześnianie central telefonicznych wymaga jednoczesnego odmłodzenia indywidualnych urządzeń po stronie użytkowników. Jedynie w taki sposób możliwa będzie istotna poprawa jakości usług telekomunikacyjnych, które nie ograniczają się do obsługi rozmów telefonicznych. Rozmowa telefoniczna jest jednak podstawowym rodzajem świadczenia, wykorzystywanym przez społeczeństwo, a mającym nie zawsze bezproblemowy przebieg. Nie zawsze też wina leży po stronie usługodawcy.



Rys.1 Schemat elektroniczny aparatu telefonicznego z pamięcią ostatniego numeru. (część przywoławcza i część wybierczo–zasilająca)

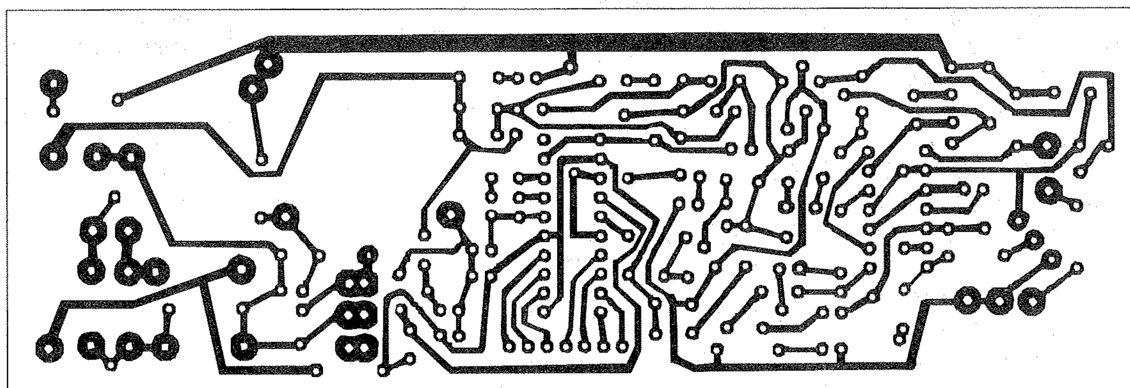


Rys.2 Schemat układu rozmównego, elektronicznego aparatu telefonicznego

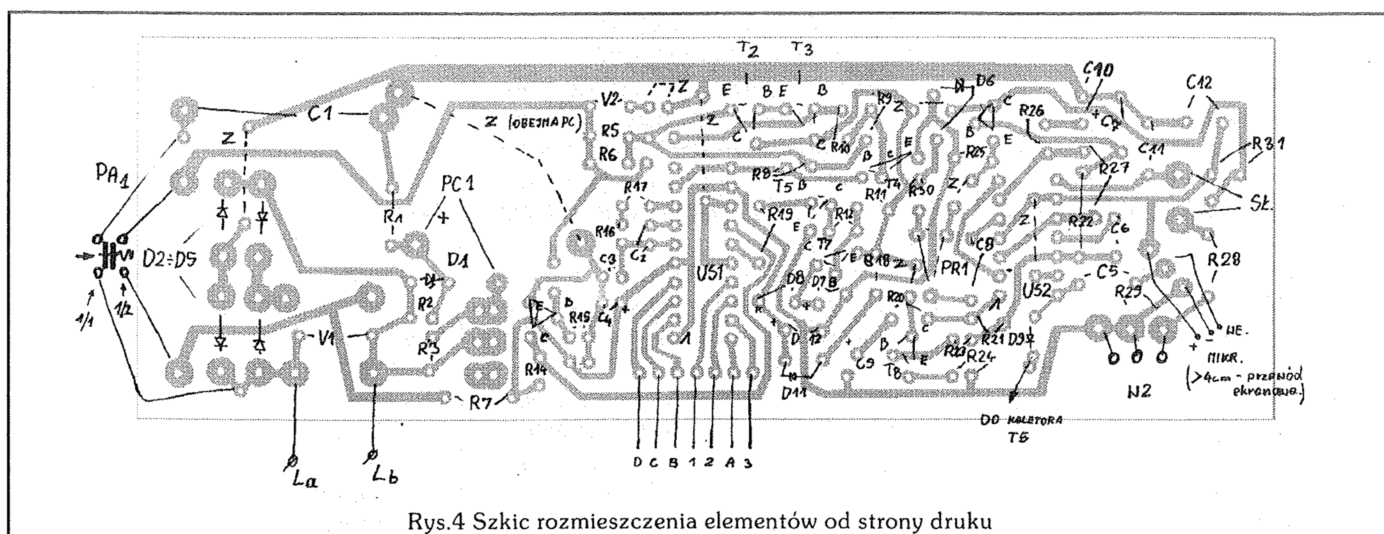
Prezentowany układ elektroniczny aparatu telefonicznego z klawiaturą cyfrową może być umieszczony we własnej oryginalnej obudowie lub innej po aparacie starszego typu. Posiada on następujące własności:

użytkowe:

- pamięć ostatniego numeru (automatyczna)
- duża 2 stopniowa głośność wzmacniacza słuchawkowego



Rys.3 Płytka drukowana elektronicznego aparatu telefonicznego



Rys.4 Szkic rozmieszczenia elementów od strony druku

- duży sygnał wnoszony z mikrofonu do linii telefonicznej
- małe zniekształcenia transmisji
- przyjemny, jednak donośny sygnał przywoławczy z 2 stopniową regulacją głośności

techniczne:
- stabilizacja prądu zasilającego w czasie pracy
- stabilne parametry amplitudowe i czasowe impulsów wybierania numerów
- regulowane sprzężenie układu antylokalnego.

Układ antylokalny regulowany jest w trakcie połączenia z abonentem mało odległym (I strefa) lub najczęściej wywoływanym. Regulacja powinna się odbywać w miejscu docelowej lokalizacji aparatu, co pozwoli dostosować układ antylokalny do parametrów własnej linii i centrali. Po uzyskaniu połączenia, tak regulujemy PR1, aby uzyskać minimalne tło pochodzące z własnego mikrofonu, a słyszane w słuchawce. Takie maskowanie własnego sygnału optymalizuje warunki słyszalności drugiego rozmówcy.

Sławomir Szczęśniewicz

Opracowano na podstawie:
″Elektroniczny aparat telefoniczny″ J.Wisłowski
″Zarys telekomunikacji″ A.Bogdańska oraz na postawie badań autorskich.

Fuzzy Logic – nowa jakość w elektronicznych systemach sterowania

W najbliższych latach dokona się najprawdopodobniej przełom w sposobie konstruowania złożonych układów elektronicznych. Ich działanie będzie definiowane za pomocą reguł *fuzzy logic* w odróżnieniu od stosowanej obecnie powszechnie *crisp logic* (logiki ″ziarnistej″, o dokładnie określonych dwóch stanach logicznych).

Według oszacowań laboratoriów Motoroli już w 1995 roku ok. 50% aplikacji mikrokontrolerów będzie pracować w oparciu o reguły Fuzzy Logic. Wpłynie to na uelastycznienie reakcji systemów i ułatwienie kierowania nimi.

Fuzzy – słowo to w języku angielskim jest używane do określenia czegoś nieprecyzyjnego, nieokreślonego. Podobnie jak wyrażenia naturalnego języka typu ″wysoki″, ″niski″, ″szczupły″, ″gruby″.

Potrzeba stosowania reguł tego rodzaju logiki wynikła z zauważenia faktu, że zadania proste nawet dla dzieci są skrajnie złożone w opisie stosującym tradycyjne techniki obliczeniowe. Znacznie lepszym sposobem opisu i rozwiązywania takich zadań jest naśladowanie ludzkiej intuicji. Teoria logiki *fuzzy* jest rozszerzeniem klasycznej teorii zbiorów i uogólnieniem logiki dwustanowej (zero–jedynkowej), w których dany element należy albo nie należy do danego zbioru, zaś każde zdanie jest prawdziwe albo fałszywe. W logice fuzzy wprowadza się stopień udziału (członkowstwa) danego elementu w jakimś zbiorze wyrażane liczbą rzeczywistą z przedziału ‹0.1›, jak również stopień prawdy i fałszu danego zdania. Na przykład wyrażenie ″Artur jest wysoki″ może być w 25% prawdziwe i w 75% fałszywe, jeśli ma, dajmy na to, 170cm wzrostu. Zależy to od intuicyjnego rozumienia określenia ″wysoki″, które to rozumienie kształtuje się z kolei na podstawie doświadczenia. Logika fuzzy pozwala na ciągłe przejście między prawdą i fałszem.

Aby wprowadzić reguły logiki fuzzy do opisu działania systemu, należy pracę układów opisać przy pomocy terminów i zmiennych typu fuzzy. Przykładem takiego terminu jest ″szybko″, gdy mówimy o pręd-

kości jazdy samochodu jako zmiennej fuzzy. Innymi terminami fuzzy związanymi ze zmienną "prędkość jazdy" mogą być "wolno", "bardzo wolno", "średnio szybko", "bardzo szybko". Obecnie reguły fuzzy logic mają strukturę najczęściej zapożyczoną z systemów eksperckich. Reguły te opisują działanie systemu i wyrażone są za pomocą terminów fuzzy, czyli tak, jak w języku naturalnym. Na przykład: Jeżeli prędkość jazdy jest duża (szybka) i odległość do zatrzymania jest średnio długa, to przyśpieszenie jest bliskie zeru i hamowanie jest pewne. Zbiór takich reguł definiuje działanie systemu. Definiowanie działania systemu w ten sposób ma zastosowanie w przypadkach bardzo złożonych, szczególnie przy występowaniu nieliniowości i niepewności. Nie należy tu jednak mylić logiki fuzzy z prawdopodobieństwem zajścia zdarzenia. Prawdopodobieństwo zajmuje się miarą przypadkowości zdarzeń, natomiast teoria zbiorów fuzzy i logika fuzzy określa stopień należenia elementu do danego zbioru.

Przykładowo, niech będą dane dwie szklanki z przezroczystym płynem. Jedna z nich oznaczona napisem, że prawdopodobieństwo iż zawiera czystą wodę wynosi 0.91. Zaś druga, że stopień należenia do zbioru "czysta woda" wynosi też 0.91. Z której szklanki się napić ? W pierwszym przypadku jest 9% szans, że zawartość będzie jakimś innym przezroczystym płynem, choćby terpentyną. W drugim jednakże mamy gwarancję, że płyn należy do zbioru "czysta woda", tyle że w stopniu 0.91, a więc, że może być lekko zanieczyszczona, pochodzić np. z bagien, rzeki czy jeziora.

Różnicę w obydwu podejściach widać dobrze po stwierdzeniu doświadczalnym faktów. Załóżmy, że mając zestaw do analizy chemicznej stwierdzimy obecność w pierwszej szklance czystej wody, a w drugiej wody z jeziora. Zawartość obydwu szklanek jest znana, prawdopodobieństwo wynosi 1, ale płyn w drugiej szklance nadal ma stopień należenia do zbioru "czysta woda" 0.91.

Ciągłość przejścia od prawdy do fałszu w logice fuzzy przypomina trochę elektronikę analogową. Reguły jej można i w tym obszarze stosować, jednakże szybkie i dokładne procesory specjalizowane (np. sygnałowe, DSP-*digital signal processor*) obsługują sygnały analogowe lepiej przy użyciu techniki cyfrowej.

Architektura układów *fuzzy logic* ma powiązania z systemami sztucznej inteligencji jak również z sieciami neuronowymi. Sieci te są inherentnie nieokreślone, a więc fuzzy, jednakże systemy oparte na regułach fuzzy nie mają rzeczywistej neuronowej struktury. Systemy fuzzy nie są samouczące się, jak sieci neuronowe. "Wiedza" w nich zawarta jest całkowicie opracowana i "włożona" przez konstruktorów. Natomiast logika fuzzy i sieci neuronowe są względem siebie komplementarne. Np. sieć neuronowa, pracująca w czasie rzeczywistym jak i autonomicznie, może optymalizować parametry systemu fuzzy. Do niedawna logika fuzzy była używana do modelowania i kontrolowania wielkich systemów naturalnych, jak atmosfera, oceany itp. Sukcesy *fuzzy logic* w rozwoju systemów sterowania były pewną niespodzianką. Okazało się jednak, że jest ona najlepsza dla:

* systemów zbyt złożonych dla dokładnego zdefiniowania
* systemów o znaczącym udziale nieliniowości w pracy
* systemów o niesprecyzowanych do końca wielkościach wejściowych.

Nawet, gdy konwencjonalne rozwiązania są optymalne i wystarczające, nie należy zapominać o możliwościach logiki fuzzy. Wystarczy dla porównania przypomnieć jak bardzo zostały rozszerzone możliwości tradycyjnych układów po zastosowaniu mikroprocesorów. Obecnie nie ma już problemu, czy zastosować mikroprocesor, ale jak podzielić wykonywanie funkcji między jednostkę centralną a obwody peryferyjne. Nie czekając na dalszy rozwój wypadków można już teraz stwierdzić, że wpływ *fuzzy logic* na technologię będzie taki jak swego czasu mikroprocesorów.

Krajem najbardziej zaawansowanym w stosowaniu techniki *fuzzy logic* jest Japonia. Hitachi opracowała *fuzzy-control* system dla kolei podziemnej, a wszyscy japońscy producenci samochodów są bardzo zainteresowani zastosowaniem techniki fuzzy w układach antyblokujących hamulce, aktywnym zatrzymywaniu, sterowaniu silnikiem.

Na podstawie dotychczasowych doświadczeń w konstruowaniu systemów fuzzy, wynika, że:

* w przypadku systemów sterowania mogących stosować metodę liniową lub fuzzy, systemy fuzzy są 2 do 4 razy prostsze
* używając standardowego mikroprocesora, implementacja oprogramowania fuzzy potrzebuje o połowę mniej pamięci niż oprogramowanie liniowe
* podstawy konstrukcji systemów fuzzy są znacznie łatwiejsze do nauczenia niż metody liniowe, gdyż konstrukcja przebiega intuicyjnie przy użyciu terminów językowych.

Podsumowanie

Wadą systemów fuzzy jest to, że nie istnieje żadna sformalizowana metoda ich konstruowania ani nie można z całą pewnością powiedzieć, kiedy posłużyć się metodami *fuzzy logic* i na ile ten sposób podejścia będzie lepszy od dotychczasowego. Dodatkową słabą stroną jest to, że system wynikowy nie jest analityczny i, ogólnie biorąc, nie można sprawdzić jego stabilności na papierze. Można natomiast do niektórych systemów fuzzy stosować tradycyjne metody analizy nieliniowej. Sprawdzono to w niektórych systemach krytycznych, m. in. w systemach kontroli lotów.

Należy jednak pamiętać, że logika fuzzy została stworzona do konstruowania systemów bardzo złożonych, dla których nie daje się stworzyć modelu matematycznego lub dla których model taki byłby zbytnim uproszczeniem. Tradycyjne systemy sterowania nie pracują w tak złożonych warunkach w ogóle lub tylko marginalnie. Jakakolwiek analiza stabilności tak złożonego systemu będzie tylko słabym obrazem rzeczywistego jego funkcjonowania.

Fuzzy logic jest za to niezastąpiona w opracowaniu systemów zbyt złożonych i nieliniowych oraz

o zbyt dużej nieokreśloności parametrów wejściowych, aby stosować tradycyjne techniki projektowania.

Wśród krajów mających osiągnięcia w praktycznych realizacjach systemów fuzzy prowadzi Japonia, która, jak się ocenia, wyprzedza USA o 5 lat oraz Europa (a przynajmniej Niemcy i Włochy, wyprzedzające USA o rok).

Robert Krzysztofek

na podst. EDN 7/93

Jeszcze coś o interface'ie joysticka do PC–ta

W artykule tym chciałbym przedstawić jak w prosty sposób podłączyć joystick stykowy do portu analogowego w IBM PC. Dzięki temu interfece'owi nie tracimy możliwości używania joysticka analogowego a dodatkowo w niektórych grach możemy wykorzystać zalety joysticka cyfrowego. Opisany poniżej układ funkcjonalnie niczym nie różni się od interface'u joysticka cyfrowego opisanego w NE 7/93. Różnica polega na tym, że układ ten nie jest osobnym, dodatkowym interface'em lecz urządzeniem pośredniczącym między joystykiem stykowym a portem analogowym w komputerze.

Ze strony komputera joystick stykowy "widziany" jest jak joystick analogowy, którego rękojeść wychylona z pozycji neutralnej może przyjmować tylko skrajne położenia. Jednak dużo programów gier stosuje właśnie taką metodę analizy położenia rączki.

Sposób działania

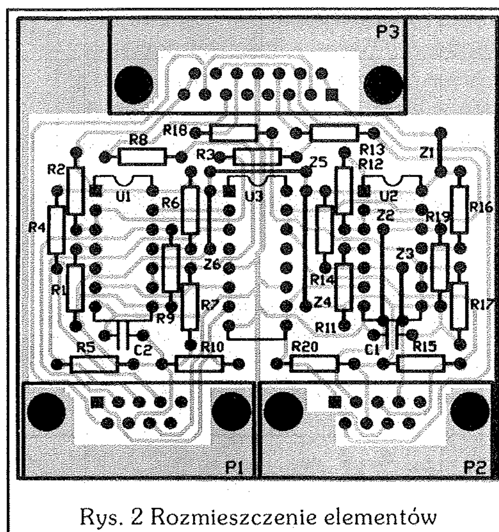
Aby zmusić port analogowy do generowania odpowiednich impulsów, konieczne jest "tłumaczenie" zwierających się styków joysticka cyfrowego na rezystancje: 0Ω dla wychylenia w lewo (lub w górę dla drugiej osi), 110kΩ dla położenia neutralnego oraz 220kΩ dla wychylenia w prawo (w dół).

Schemat elektryczny układu przedstawiono na rysunku 1. Do opisanego układu można podłączyć dwa joysticki cyfrowe – złącza P1 i P2. Interface składa się z czterech identycznych układów opartych na dwóch kluczach analogowych w elemencie 4066, jednym negatorze 4049 oraz pięciu rezystorach. Rezystory R4 (R9, R14, R19) i R5 (R10, R15, R20) służą do polaryzacji wejść bramek w momencie, gdy styki w joysticku cyfrowym są rozwarte. Rezystory R1 (R6, R11, R16) i R2 (R7, R12, R17) w zależności od stanu klucza U1C (U1B, U2C, U2B) tworzą odpowiednią rezystancję dla portu analogowego. Natomiast rezystor R3 (R8,

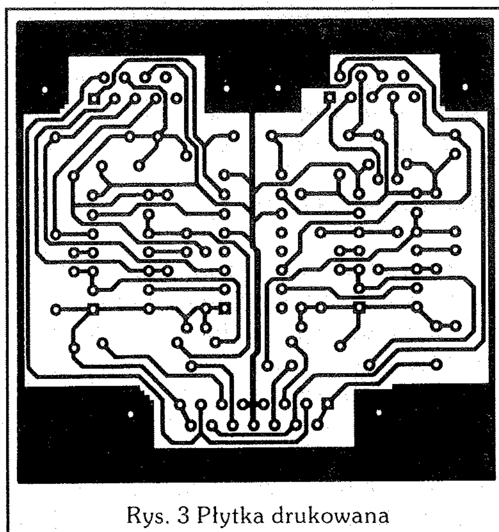
Rys. 1 Schemat elektryczny

R13, R18) zabezpiecza tylko wyjścia kluczy i praktycznie nie ma wpływu na działanie układu. Każdy z tych czterech układów działa w następujący sposób:

- rękojeść joysticka w neutrum – na wejściu 5 U1C jest stan ″H″ (klucz zamknięty), a na 13 wejściu U1A ″L″ (klucz otwarty) dzięki temu wypadkowa rezystancja na nóżce 3 złącza P3 wynosi około 110k,
- rękojeść joysticka wychylona w prawo – na wejściu 5 U1C jest stan ″L″ (klucz otwarty), a na 13 wejściu U1A ″L″ (klucz otwarty) – wypadkowa rezystancja na nóżce 3 złącza P3 to około 220k,
- rękojeść joysticka wychylona w lewo – klucz U1A jest zamknięty – rezystancja 1kΩ. Przyciśnięcie klawisza ″fire″ na rączce joysticka stykowego odpowiada jednoczesnemu przyciśnięciu dwu takich klawiszy w joysticku analogowym. Jednak nieliczne gry ″rozróżniają″ który ″fire″ jest naciśnięty.



Rys. 2 Rozmieszczenie elementów


Rys. 3 Płytka drukowana

Opis konstrukcji

Konstrukcję płytki interface'u przedstawiono na rys. 2. Wszystkie elementy układu interface'u joysticka zmontowano na płytce z laminatu jednostronnie pokrytego miedzią (rys. 3.). Konieczne jednak jest wlutowanie pięciu zwor Z1, Z2, Z3, Z4 i Z5.

Układ można umieścić w dodatkowym pudełku lub bezpośrednio na płytce przylutować złącza P1, P2 oraz P3. W tym pierwszym przypadku dodatkowo potrzebne jest około 75cm 9–cio żyłowego kabla do połączenia płytki z wtykiem DB15.

Spis elementów

Układy scalone:

U1,U2	CD4066 (MCY74066)
U3	CD4049 (MCY74049)

Rezystory (0.125W 20% MŁT)

R1, R2, R6, R7, R11, R12, R16, R17	220kΩ
R3, R8, R13, R18	1kΩ
R4, R5, R9, R10, R14, R15, R19, R20	10kΩ..22kΩ

Kondensatory:

C1, C2	10nF ceramiczny

Złącza:

P1,P2	złącza męskie CANNON DB9
P3	złącze męskie CANNON DB15

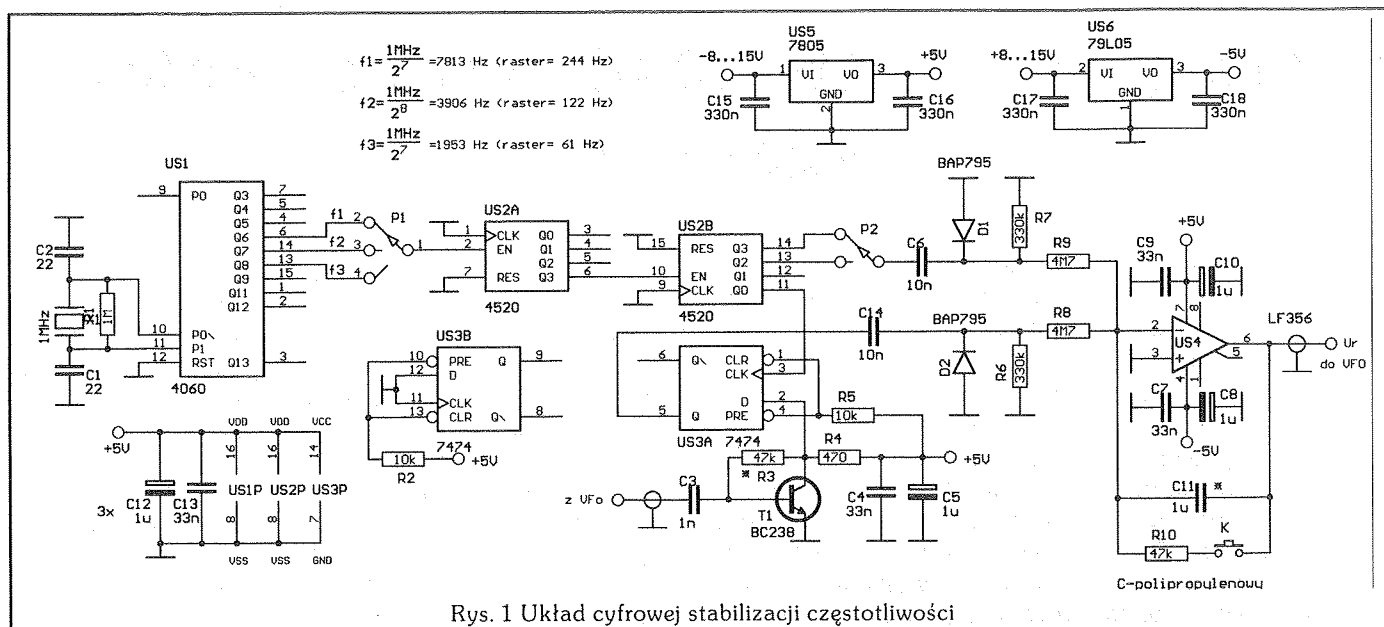
UWAGA!: zwory Z2 i Z3 przechodzą pod układem U2, dlatego należy je przylutować w pierwszej kolejności.

Zbigniew Kurbiel

Układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FLL

W ″Radioelektroniku″ nr 2/1982 [L] został opisany niezwykle prosty i skuteczny układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FLL (Frequency Loocked Loop) z mieszaczem harmonicznym na przerzutniku D typu 4013. Jedyną chyba wadą przedstawionego tam rozwiązania jest niewielka maksymalna częstotliwość pracy układu FLL – wynosząca 6...7 MHz.

Układ FLL mogący pracować teoretycznie do ok. 50...60 MHz, z mieszaczem harmonicznym na układzie scalonym 74HCT74, przedstawiono na Rys.1. W praktyce czas odpowiedzi pętli FLL na zmieniającą się częstotliwość generatora w.cz. (zależny od rastra częstotliwości pętli FLL, tzn. odległości między sąsiednimi ″prążkami″, na których jest spełniony warunek synchronizmu oraz od stałej czasowej integratora) musi być krótszy od czasu jaki ″płynąca″ częstotliwość VFO potrzebowałaby na przeskoczenie na sąsiedni ″prążek″ i dlatego, nie zawsze będzie możliwe osiągnięcie maksymalnej częstotliwości pracy (50...60 MHz). Generator częstotliwości wzorcowej (1 MHz) oraz zespół dzielników częstotliwości pracuje na układach scalonych US1 i US2 (4060 i 4520). Przełącznikiem P1 (używanym jedynie podczas uruchamiania urzą-


Rys. 1 Układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości

dzenia) można zmieniać raster pętli FLL (244 Hz, 122 Hz lub 61 Hz). Jeśli zależy nam na płynnym przestrajaniu częstotliwości także pomiędzy sąsiednimi "prążkami", to do wyprowadzenia "10" lub "11" US1 należy dołączyć kondensator zmienny 30 pF. Mieszacz harmoniczny pracuje na US3 (74HCT74). Częstotliwość f_q na jego wyjściu wynosi:

$f_q = |f_{VFO} - k\ f_t|$, gdzie k jest dowolną liczbą naturalną (wykres zależności częstotliwości f_q w mieszaczu harmonicznym od częstotliwości wejściowej f_{VFO} i f_t przedstawiono na Rys.2), stąd

$f_{VFO} = k\ f_t \pm f_q$. Warunek synchronizacji jest spełniony gdy $f_q = f_r$, czyli $f_{VFO} = k\ f_t + f_r$ bądź $f_{VFO} = k\ f_t - f_r$, zależnie od kierunku włączenia diod D1 i D2, obcinających zróżniczkowane przebiegi f_q i f_r. Odpowiedni kierunek zmian napięcia regulacyjnego, utrzymującego generator w stanie synchronizmu, może być zapewniony wyłącznie na rosnących albo na opadających zboczach przebiegu przedstawionego na Rys.2. Dla kierunku włączenia diod D1 i D2 jak na Rys.1, warunek synchronizacji jest spełniony, gdy $f_{VFO} = k\ f_t + f_r$.

Rzeczywisty przebieg na wyjściu mieszacza harmonicznego jest zależny od współczynnika wypełnienia sygnału wejściowego i wygląda tak jak pokazano na Rys.2b. Aby uniknąć sytuacji, gdy f_q nie może osiągnąć wartości $f_r = 0.25\ f_t$, przewidziano możliwość dwukrotnego zmniejszenia częstotliwości przebiegu f_r (przy pomocy przełącznika P2). Przy dwukrotnym zmniejszeniu wartości f_r raster pętli FLL nie ulega zmianie. Zmianie ulegają jedynie wartości częstotliwości, przy których zachodzi stan synchronizacji (co jest nieistotne).

Szybkość działania pętli FLL można zwiększyć zmniejszając wartość kondensatora C = 1µF w integratorze na wzmacniaczu operacyjnym LF356 (US4). W każdym takim przypadku należy sprawdzić przy pomocy odbiornika radiokomunikacyjnego, czy na sygnale z generatora w.cz. nie słychać drgań (modulacji) spowodowanych pracą pętli FLL.

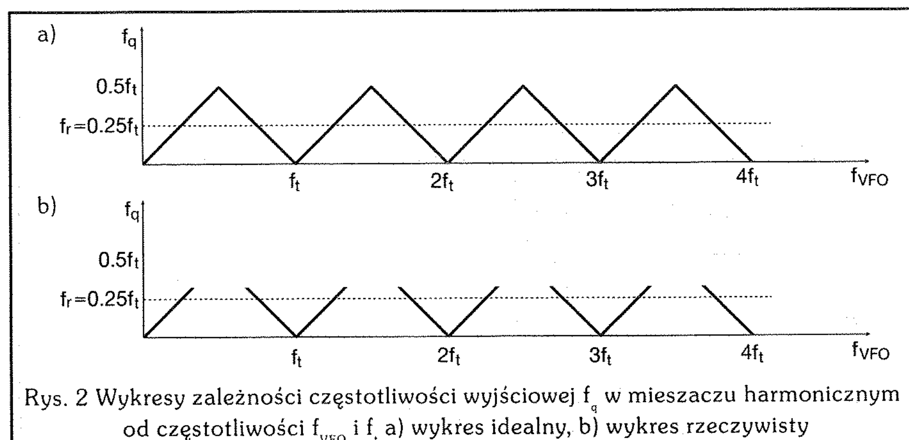
Na Rys.3 przedstawiono sposób podłączenia układu FLL do generatora w.cz. Katoda diody pojemnościowej jest spolaryzowana napięciem −5V. Dzięki temu, napięcie na wyjściu integratora zmieniające się od −4.5V do +4.5V wywołuje zmianę napięcia polaryzującego diodę pojemnościową od 0.5 do 9.5V.

Generator w.cz. oraz układ FLL powinny być starannie zaekranowane.

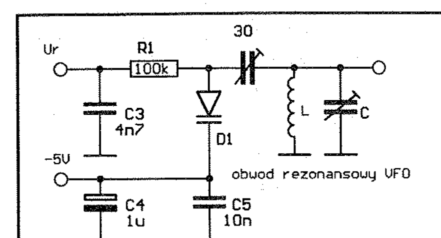
Andrzej Kusiak

LITERATURA

Partyka B., Zuber A.: FLL – nowy system strojenia, "Radioelektronik" nr 2/1982



Rys. 2 Wykresy zależności częstotliwości wyjściowej f_q w mieszaczu harmonicznym od częstotliwości f_{VFO} i f_t a) wykres idealny, b) wykres rzeczywisty



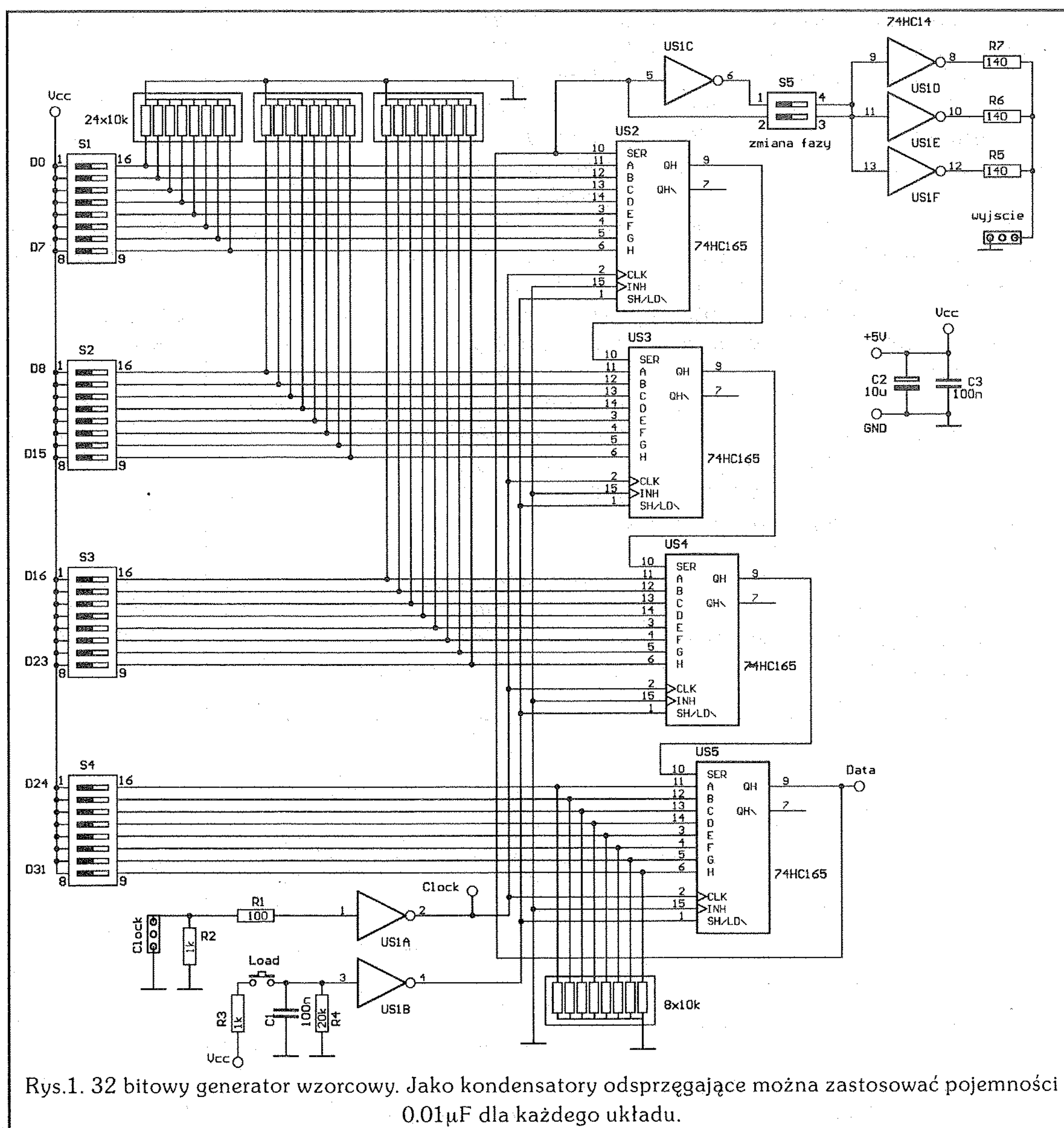
Rys. 3 Sposób podłączenia układu FLL do generatora m.cz. (VFO)

Budujemy prosty 32 bitowy generator wzorcowy

Podczas projektowania układów cyfrowych zakładamy na jakie pobudzenia dany układ musi reagować i jaka ma być odpowiedź tego układu. Wykonujemy projekt, uruchamiamy go i co dalej? Jak sprawdzić czy działa poprawnie? W jaki sposób pobudzić dany układ, jak wygenerować odpowiednie wzory pobudzeń? Poniżej opisano pewien praktyczny układ, który pomoże nam rozwiązać ten problem. Przy pomocy tego układu możliwe będzie zaprogramować sobie dowolny 32 bitowy ciąg bitów i generować go cyklicznie z praktycznie dowolną częstotliwością.

Prosty 32 bitowy generator wzorcowy przedstawiony na Rys.1 może pracować przy wysokich częstotliwościach. Cztery 8 bitowe rejestry przesuwne typu 74HC165 stanowią 32 bitowy równoległo-szeregowy konwerter (U2 ÷ U5 połączone w kaskadę Rys.1). Każdy z rejestrów przesuwnych otrzymuje dane równoległe z 8 bitowych przełączników S1÷ S4. Na tych przełącznikach ustawiany jest 32 bitowy, który będzie szeregowo wysuwany po załadowaniu równoległym tego wzorca sygnałem SH/$\overline{LD}$. Ładowanie równoległe jest inicjowane przez naciśnięcie przycisku LOAD, który spowoduje pojawienie się niskiego poziomu na wyjściu bramki U_{1B} czyli na wejściach SH/$\overline{LD}$ układów U2 ÷ U5. W ten sposób zostanie załadowany wzorzec 32 bitowy. Kondensator 0.1μF, który jest połączony do wejścia bramki U_{1B} służy do eliminowania zakłóceń, które powstają w momencie przełączania przycisku LOAD. Stany pojawiające się na wyjściu są cykliczne dzięki temu, że z wyjścia DATA jest zwrotnie podawany sygnał do wejścia pierwszego rejestru przesuwnego. W efekcie ten sam zaprogramowany wcześniej przebieg cyklicznie wędruje przez rejestry przesuwne i pojawia się na wyjściu. Kolejne bity danych przesuwane są opadającym zboczem sygnału zegarowego Clock, który po odwróceniu fazy na bramce U_{1A} podawany jest równolegle do wszystkich wejść zegarowych CLK układów U2 ÷ U5. Wyjście sygnału jest zbierane z wejścia pierwszego rejestru przesuwnego U2 – patrz Rys.1. i buforowane przez bramki U_{1D}, U_{1E}, U_{1F}. Trzy rezystory 140Ω oraz trzy równoległe bramki U_{1D}, U_{1E} i U_{1F} formują bar-

ciąg dalszy na str. 21



Rys.1. 32 bitowy generator wzorcowy. Jako kondensatory odsprzęgające można zastosować pojemności 0.01μF dla każdego układu.

poczwórny multiplekser 1 z 2 z zatrzaskiem

74HC298

Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania, V_{CC} .... −0.5 do 7V
Prąd wejściowy, I_{IK} (V_I < 0 lub V_I > V_{CC}) .... ±20mA
Prąd wyjściowy, I_{OK} (V_O < 0 lub V_O > V_{CC}) .... ±20mA
Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej, I_O (V_O=0 do V_{CC}) .... ±25mA
Prąd przy pracy ciągłej poprzez V_{CC} lub GND .... ±50mA
Zakres temperatury pracy .... −65°C do 150°C

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	V_{CC}	TA=25°C			SN 74HC298		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
V_{OH}	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OH}= −20 µA	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OH}=−4mA	4.5V	3.98	4.30		3.84		
	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OH}=−5.2mA	6V	5.48	5.80		5.34		
V_{OL}	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OL}=20 µA	2V		0.002	0.1		0.1	V
		4.5V		0.001	0.1		0.1	
		6V		0.001	0.1		0.1	
	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OL}=4mA	4.5V		0.17	0.26		0.33	
	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OL}=5.2mA	6V		0.15	0.26		0.33	
I_I	V_I=V_{CC} lub 0	6V		±0.1	±100		±1000	nA
I_{CC}	V_I=V_{CC} lub 0, I_O=0	6V			8		80	µA
C_I		2 do 6V		3	10		10	pF

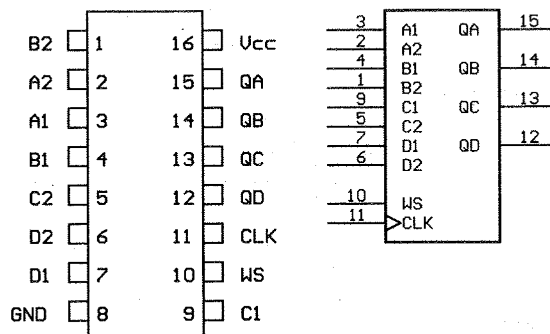
Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	V_{CC}	TA=25°C			SN74HC298		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
f_{max}			2V	6.5			5.5		MHz
			4.5V	33			27		
			6V	38			31		
t_{pd}	CLK	każde	2V		46	125		155	ns
			4.5V		15	25		31	
			6V		12	21		26	
t_t		każde	2V		38	75		95	ns
			4.5V		8	15		19	
			6V		6	13		16	

Zalecane warunki pracy

		SN 74HC298			JEDN.
		MIN	NOM	MAX	
V_{CC}		2	5	6	V
V_{IH}	V_{CC}=2V	1.5			V
	V_{CC}=4.5V	3.15			
	V_{CC}=6V	4.2			
V_{IL}	V_{CC}=2V	0		0.3	V
	V_{CC}=4.5V	0		0.9	
	V_{CC}=6V	0		1.2	
V_I		0		V_{CC}	V
V_O		0		V_{CC}	V
t_t	V_{CC}=2V	0		1000	ns
	V_{CC}=4.5V	0		500	
	V_{CC}=6V	0		400	
T_A		−40		85	°C

Opis wyprowadzeń



8 bitowy uniwersalny dwukierunkowy rejestr przesuwający z wyjściami 3–stanowymi

74HC299

Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania, V_{CC} .... −0.5 do 7V
Prąd wejściowy, I_{IK} ($V_I < 0$ lub $V_I > V_{CC}$) .... ±20mA
Prąd wyjściowy, I_{OK} ($V_O < 0$ lub $V_O > V_{CC}$) .... ±20mA
Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej, I_O (V_O=0 do V_{CC}) .... ±35mA
Prąd przy pracy ciągłej poprzez V_{CC} lub GND .... ±70mA
Zakres temperatury pracy .... −65°C do 150°C

Zalecane warunki pracy. – identyczne jak 74HC298

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY		V_{CC}	TA=25°C			SN 74HC299		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
V_{OH}	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}, I_{OH}= −20 µA		2V	1.9	1.998		1.9		V
			4.5	4.4	4.499		4.4		
			6V	5.9	5.999		5.9		
	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}	$Q_{A'}$ i $Q_{H'}$ I_{OH}=−4mA A/Q_n thru H/Q_n I_{OH}=−6mA	4.5V	3.98	4.30		3.84		
	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}	$Q_{A'}$ i $Q_{H'}$ I_{OH}=−5.2mA A/Q_n thru H/Q_n I_{OH}=−7.8mA	6V	5.48	5.80		5.34		
V_{OL}	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}, I_{OL}=20 µA		2V		0.002	0.1		0.1	V
			4.5V		0.001	0.1		0.1	
			6V		0.001	0.1		0.1	
	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}	$Q_{A'}$ i $Q_{H'}$ I_{OH}=4mA A/Q_n thru H/Q_n I_{OH}=6mA	4.5V		0.17	0.26		0.33	
	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}	$Q_{A'}$ i $Q_{H'}$ I_{OH}=5.2mA A/Q_n thru H/Q_n I_{OH}=7.8mA	6V		0.15	0.26		0.33	
I_I	$V_I=V_{CC}$ lub 0		6V		±0.1	±100		±1000	nA
I_{OZ}*	$V_O=V_{CC}$ lub 0, $V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}		6V		±0.01	±0.5		±5	µA
I_{CC}	$V_I=V_{CC}$ lub 0, I_O=0		6V			8		80	µA
C_I**			2 do 6V		3	10		10	pF

* dla przejść Q_A–Q_H parametr I_I zawiera się w wyjściowym prądzie w stanie OFF
** parametr C_I nie odnosi się do końcówek I/O (Q_A–Q_H)

Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

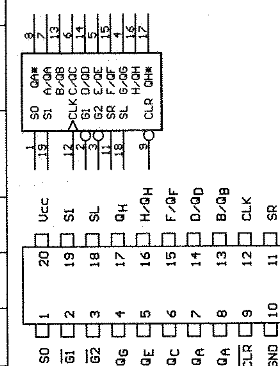
PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	V_{CC}	TA=25°C			SN74HC299		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
t_{pd}	CLK	Q_A thru Q_H	2V 4.5V 6V		56 21 16	230 46 39		288 58 49	ns
t_{en}	$\overline{G1}$ lub $\overline{G2}$	Q_A thru Q_H	2V 4.5V 6V		94 38 33	220 44 37		275 55 47	ns
	$\overline{S0}$ lub $\overline{S1}$		2V 4.5V 6V		130 59 49	450 90 77		563 113 96	ns
t_{PHL}	$\overline{CLR}$	Q_A thru Q_H	2V 4.5V 6V		63 21 17	260 52 44		325 65 55	ns
t_t		Q_A thru Q_H	2V 4.5V 6V		45 17 13	210 42 36		265 53 45	ns

Tabela funkcji

TRYB	WEJŚCIA								WEJŚCIA/WYJŚCIA								WYJŚCIA	
	CLR	WYBÓR FUNKCJI		WYJŚCIE KONTROLNE		CLK	SZEREGOWE		A/Q_A	B/Q_B	C/Q_C	D/Q_D	E/Q_E	F/Q_F	G/Q_G	H/Q_H	$Q_{A'}$	$Q_{H'}$
		S1	S0	$\overline{G1}$*	$\overline{G2}$*		SL	SR										
ZEROWANIE	L	X	L	L	L	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
	L	L	X	L	L	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
	L	H	H	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L
ZATRZYMANIE	H	L	L	L	L	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}	Q_{E0}	Q_{F0}	Q_{G0}	Q_{H0}	Q_{A0}	Q_{H0}
	H	X	X	L	L	L	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}	Q_{E0}	Q_{F0}	Q_{G0}	Q_{H0}	Q_{A0}	Q_{H0}
PRZESUW W PRAWO	H	L	H	L	L	↑	X	H	H	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}	Q_{En}	Q_{Fn}	Q_{Gn}	H	Q_{Gn}
	H	L	H	L	L	↑	X	L	L	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}	Q_{En}	Q_{Fn}	Q_{Gn}	L	Q_{Gn}
PRZESUW W LEWO	H	H	L	L	L	↑	H	X	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}	Q_{En}	Q_{Fn}	Q_{Gn}	Q_{Hn}	H	Q_{Bn}	H
	H	H	L	L	L	↑	L	X	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}	Q_{En}	Q_{Fn}	Q_{Gn}	Q_{Hn}	L	Q_{Bn}	L
ŁADOWANIE	H	H	H	X	X	↑	X	X	a	b	c	d	e	f	g	h	a	h

* kiedy jeden z dwóch bitów $\overline{G1}$, $\overline{G2}$ (lub obydwa) jest w stanie wysokim, wszystkie końcówki I/O są odcięte stanem wysokiej impedancji, natomiast operacje szeregowe lub zerowanie są możliwe

Opis wyprowadzeń



podwójny multiplekser 1 z 4

74HC352

Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania, V_{CC} .... –0.5 do 7V

Prąd wejściowy, I_{IK} (V_I ‹ 0 lub V_I › V_{CC}) .... ±20mA

Prąd wyjściowy, I_{OK} (V_O ‹ 0 lub V_O › V_{CC}) .... ±20mA

Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej, I_O (V_O=0 do V_{CC}) .... ±35mA

Prąd przy pracy ciągłej poprzez V_{CC} lub GND .... ±70mA

Zakres temperatury pracy .... –65°C do 150°C

Zalecane warunki pracy – identyczne jak 74HC298

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	V_{CC}	TA=25°C MIN	TA=25°C TYP	TA=25°C MAX	SN 74HC352 MIN	SN 74HC352 MAX	JEDN.
V_{OH}	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OH}= –20 µA	2V 4.5 6V	1.9 4.4 5.9	1.998 4.499 5.999		1.9 4.4 5.9		V
	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OH}=–6mA	4.5V	3.98	4.30		3.84		
	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OH}=–7.8mA	6V	5.48	5.80		5.34		
V_{OL}	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OL}=20 µA	2V 4.5V 6V		0.002 0.001 0.001	0.1 0.1 0.1		0.1 0.1 0.1	V
	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OL}=6mA	4.5V		0.17	0.26		0.33	
	V_I=V_{IH} lub V_{IL}, I_{OL}=7.8mA	6V		0.15	0.26		0.33	
I_I	V_I=V_{CC} lub 0	6V		±0.1	±100		±1000	nA
I_{OZ}	V_O=V_{CC} lub 0	6V		±0.01	±0.5		±5	µA
I_{CC}	V_I=V_{CC} lub 0, I_O=0	6V			8		80	µA
C_I		2 do 6V		3	10		10	pF

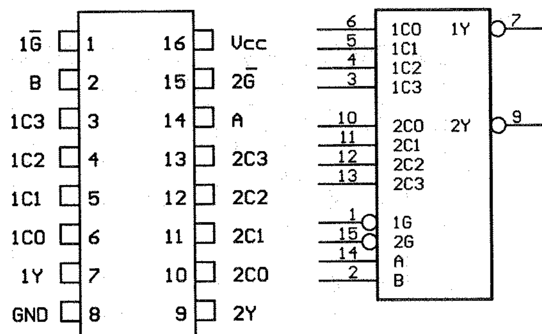
Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	V_{CC}	TA=25°C MIN	TA=25°C TYP	TA=25°C MAX	SN74HC352 MIN	SN74HC352 MAX	JEDN.
t_{pd}	A lub B	Y	2V 4.5V 6V		58 17 14	185 37 32		230 46 39	ns
t_{pd}	Dane (każde C)	Y	2V 4.5V 6V		47 14 12	175 35 30		220 44 37	ns
t_{pd}	$\overline{G}$	Y	2V 4.5V 6V		27 10 8	135 27 23		170 34 29	ns
t_t		Y	2V 4.5V 6V		20 8 6	60 12 10		75 15 13	ns

Tabela funkcji

WYBÓR WEJŚĆ B	WYBÓR WEJŚĆ A	DANE WEJŚCIOWE C0	C1	C2	C3	WYJŚCIE DOSTĘPNE $\overline{G}$	WYJŚCIE Y
X	X	X	X	X	X	H	H
L	L	L	X	X	X	L	H
L	L	H	X	X	X	L	L
L	H	X	L	X	X	L	H
L	H	X	H	X	X	L	L
H	L	X	X	L	X	L	H
H	L	X	X	H	X	L	L
H	H	X	X	X	L	L	H
H	H	X	X	X	X	L	L

Opis wyprowadzeń



podwójny multiplekser 1 z 4 z wyjściami typu otwarty–dren

74HC353

Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania, V_{CC} .... –0.5 do 7V
Prąd wejściowy, I_{IK} ($V_I < 0$ lub $V_I > V_{CC}$) .... ±20mA
Prąd wyjściowy, I_{OK} ($V_O < 0$ lub $V_O > V_{CC}$) .... ±20mA
Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej, I_O (V_O=0 do V_{CC}) .... ±35mA
Prąd przy pracy ciągłej poprzez V_{CC} lub GND .... ±70mA
Zakres temperatury pracy .... –65°C do 150°C

Zalecane warunki pracy – identyczne jak 74HC298

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	V_{CC}	TA=25°C MIN	TA=25°C TYP	TA=25°C MAX	SN 74HC353 MIN	SN 74HC353 MAX	JEDN.
V_{OH}	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}, $I_{OH}=-20\ \mu A$	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}, $I_{OH}=-6mA$	4.5V	3.98	4.30		3.84		
	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}, $I_{OH}=-7.8mA$	6V	5.48	5.80		5.34		
V_{OL}	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}, $I_{OL}=20\ \mu A$	2V		0.002	0.1		0.1	V
		4.5V		0.001	0.1		0.1	
		6V		0.001	0.1		0.1	
	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}, $I_{OL}=6mA$	4.5V		0.17	0.26		0.33	
	$V_I=V_{IH}$ lub V_{IL}, $I_{OL}=7.8mA$	6V		0.15	0.26		0.33	
I_I	$V_I=V_{CC}$ lub 0	6V		±0.1	±100		±1000	nA
I_{OZ}	$V_O=V_{CC}$ lub 0	6V		±0.01	±0.5		±5	μA
I_{CC}	$V_I=V_{CC}$ lub 0, $I_O=0$	6V			8		80	μA
C_I		2 do 6V		3	10		10	pF

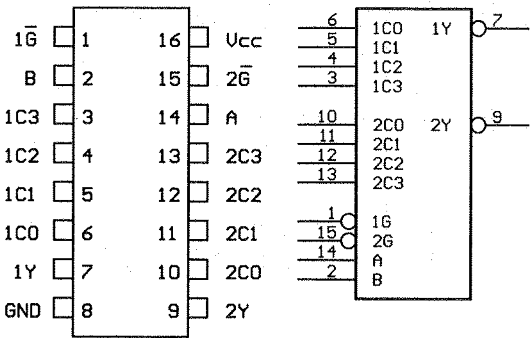
Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	V_{CC}	TA=25°C MIN	TA=25°C TYP	TA=25°C MAX	SN74HC353 MIN	SN74HC353 MAX	JEDN.
t_{pd}	A lub B	Y	2V		60	185		230	ns
			4.5V		17	37		46	
			6V		14	32		39	
t_{pd}	Dane (każde C)	Y	2V		48	175		220	ns
			4.5V		14	35		44	
			6V		11	30		37	
t_{en}	$\overline{G}$	Y	2V		37	135		170	ns
			4.5V		11	27		34	
			6V		9	23		29	
t_{dis}	$\overline{G}$	Y	2V		22	135		170	ns
			4.5V		13	27		34	
			6V		11	23		29	
t_t		każde	2V		20	60		75	ns
			4.5V		8	12		15	
			6V		6	10		13	

Tabela funkcji

WYBÓR WEJŚĆ B	WYBÓR WEJŚĆ A	DANE WEJŚCIOWE C0	C1	C2	C3	WYJŚCIE DOSTĘPNE $\overline{G}$	WYJŚCIE Y
X	X	X	X	X	X	H	Z
L	L	L	X	X	X	L	H
L	L	H	X	X	X	L	L
L	H	X	L	X	X	L	H
L	H	X	H	X	X	L	L
H	L	X	X	L	X	L	H
H	L	X	X	H	X	L	L
H	H	X	X	X	L	L	H
H	H	X	X	X	H	L	L

Opis wyprowadzeń



ciąg dalszy ze str. 16

dzo szybkie 50Ω wyjście generatora. Faza sygnału wyjściowego może być zmieniana za pomocą przełącznika S5, który podaje na wyjście sygnał prosty lub odwrócony po przejściu przez bramkę invertera U_{1C}.

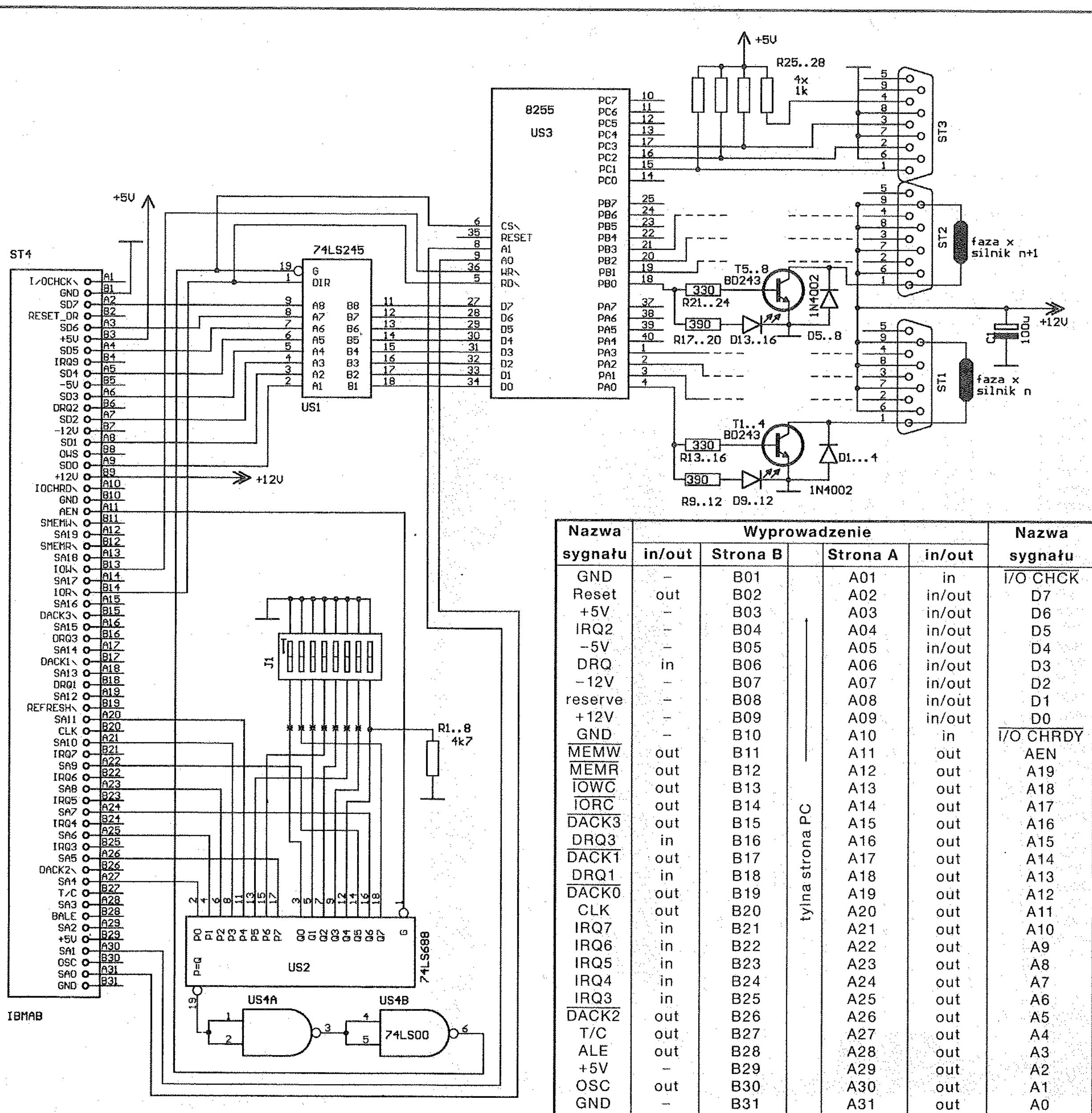
Układ ten może być przydatny i wygodny przy testowaniu cyfrowego odbioru i może pracować z prędkościami nawet powyżej 10Mbit/s. Wyższe prędkości pracy układu mogą być osiągane przez zamianę układów serii HC na układy z szybszej rodziny układów cyfrowych. W przypadku, gdy chcemy uzyskać dłuższe wzorcowe sekwencje można dodawać kolejne rejestry przesuwne kaskadowo wg. Rys.1.

Aleksander Rode

Opracowano na podstawie: Electronic Design 2/91

Silnik krokowy z PC-tem

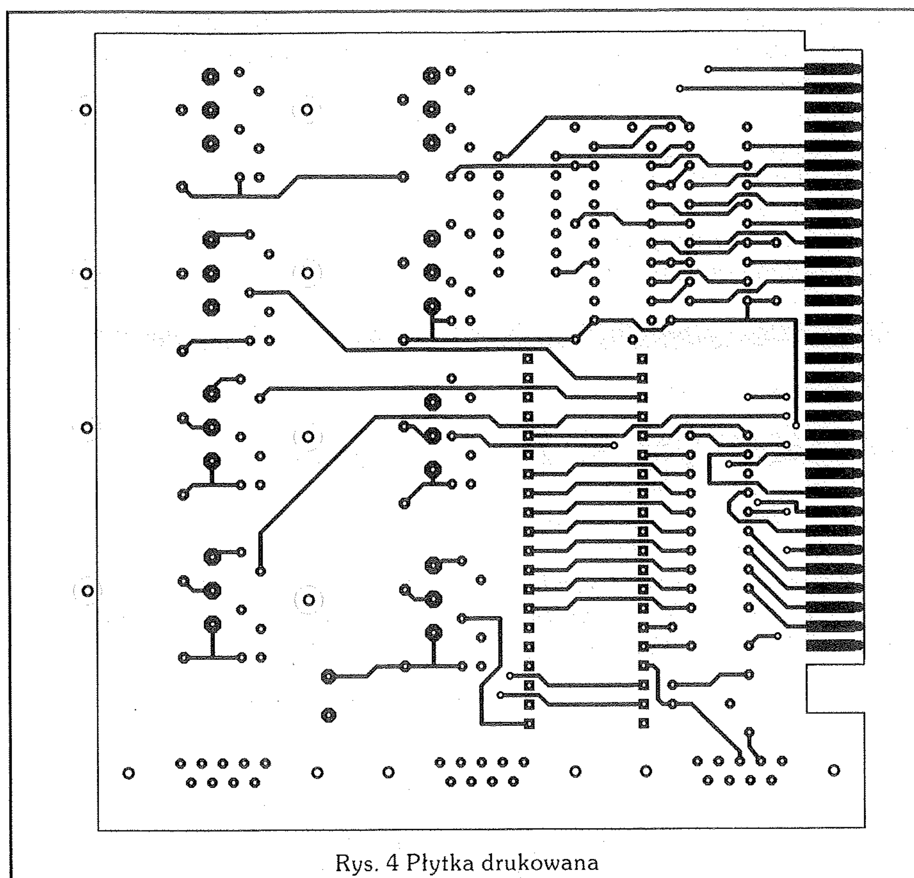
Przedstawiona zostanie karta sterująca dla komputera typu IBM PC umożliwiająca przyłączenie dwóch silników krokowych z obciążeniem ok. 18W/fazę. Gdyby to nie wystarczało, jest możliwość użycia dodatkowego układu wspomagającego w formie eurokarty, który jest w stanie dostarczyć do 30W mocy.



Nazwa sygnału	Wyprowadzenie: in/out	Strona B		Strona A	in/out	Nazwa sygnału
GND	–	B01		A01	in	I/O CHCK
Reset	out	B02		A02	in/out	D7
+5V	–	B03		A03	in/out	D6
IRQ2	–	B04		A04	in/out	D5
–5V	–	B05		A05	in/out	D4
DRQ	in	B06		A06	in/out	D3
–12V	–	B07		A07	in/out	D2
reserve	–	B08		A08	in/out	D1
+12V	–	B09		A09	in/out	D0
GND	–	B10		A10	in	I/O CHRDY
MEMW	out	B11		A11	out	AEN
MEMR	out	B12		A12	out	A19
IOWC	out	B13		A13	out	A18
IORC	out	B14	tylna strona PC	A14	out	A17
DACK3	out	B15		A15	out	A16
DRQ3	in	B16		A16	out	A15
DACK1	out	B17		A17	out	A14
DRQ1	in	B18		A18	out	A13
DACK0	out	B19		A19	out	A12
CLK	out	B20		A20	out	A11
IRQ7	in	B21		A21	out	A10
IRQ6	in	B22		A22	out	A9
IRQ5	in	B23		A23	out	A8
IRQ4	in	B24		A24	out	A7
IRQ3	in	B25		A25	out	A6
DACK2	out	B26		A26	out	A5
T/C	out	B27		A27	out	A4
ALE	out	B28		A28	out	A3
+5V	–	B29		A29	out	A2
OSC	out	B30		A30	out	A1
GND	–	B31		A31	out	A0

Opis wyprowadzeń na złączu typu SLOT komputera typu IBM PC

Rys. 1 Karta sterująca

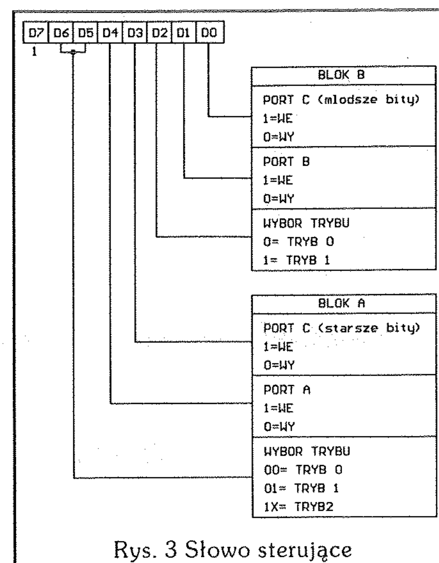


Rys. 4 Płytka drukowana

Schematy ideowy i montażowy obu układów są na rysunkach, odpowiednio, 1 i 6.

W skład karty wchodzi popularny programowalny układ interfejsu równoległego I/O 8255, dekoder adresu na układzie 74LS688, bufor magistrali 74LS245 i wykonawcze tranzystory mocy BD243.

Układ 8255 posiada 3 porty I/O:



Rys. 3 Słowo sterujące

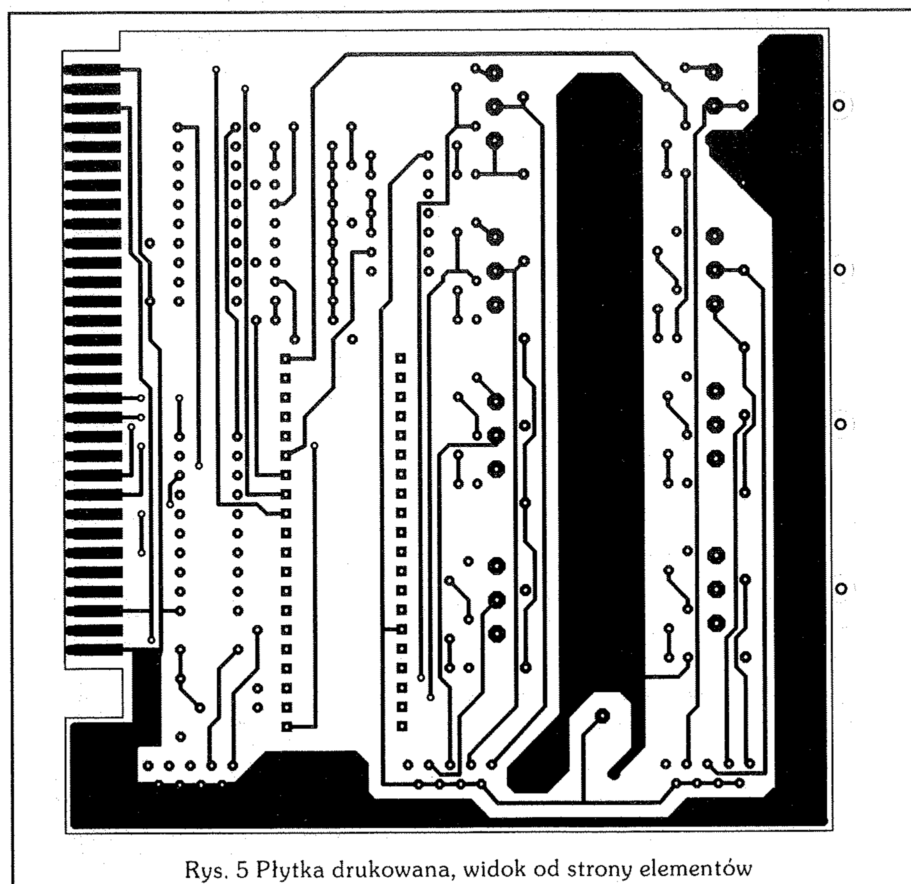
A, B, C. Są one zgrupowane w dwa bloki: A– port A i starszy półbajt portu C – oraz B– port B i młodszy półbajt portu C. Przepływem danych w układzie 8255 sterują bity adresowe A0, A1 następująco:

A1	A0	D7...D0
0	0	port A
0	1	port B
1	0	port C
1	1	rejestr sterujący

Konfigurację portów określa słowo sterujące wczytywane do rejestru sterującego (rys.3). Oba bloki mogą niezależnie pracować w trzech różnych stanach, z których tylko pierwszy będzie brany pod uwagę w przedstawionym rozwiązaniu. Wybór rodzaju pracy 0 powoduje, że bity 2, 5 i 6 słowa sterującego muszą być równe 0, zaś bity 0, 1, 3 i 4 określają rodzaj pracy portów (In czy Out). Bit D7 ustawiany jest zawsze na 1. Możliwe konfiguracje portów są przedstawione w tabeli 1.

Inicjalizujące słowo sterujące przyjęto w postaci 10000001 (129), co powoduje, że porty A i B zostaną ustawione jako wyjściowe, zaś młodsza połówka portu C jako wejście dla ewentualnych wyłączników krańcowych.

Karta jest wybierana liniami A4...A11 przez porównanie w komparatorze IC2 z adresem ustawionym jumperem J1. Włożenie mostka odpowiada ustawieniu wartości bitu na 0. W podanym tu przykładowym programie adres karty wynosi 0DE0h, więc mostki powinny być obsadzone w pozycjach H i C. Wyjścia portów sterują tranzysto-



Rys. 5 Płytka drukowana, widok od strony elementów

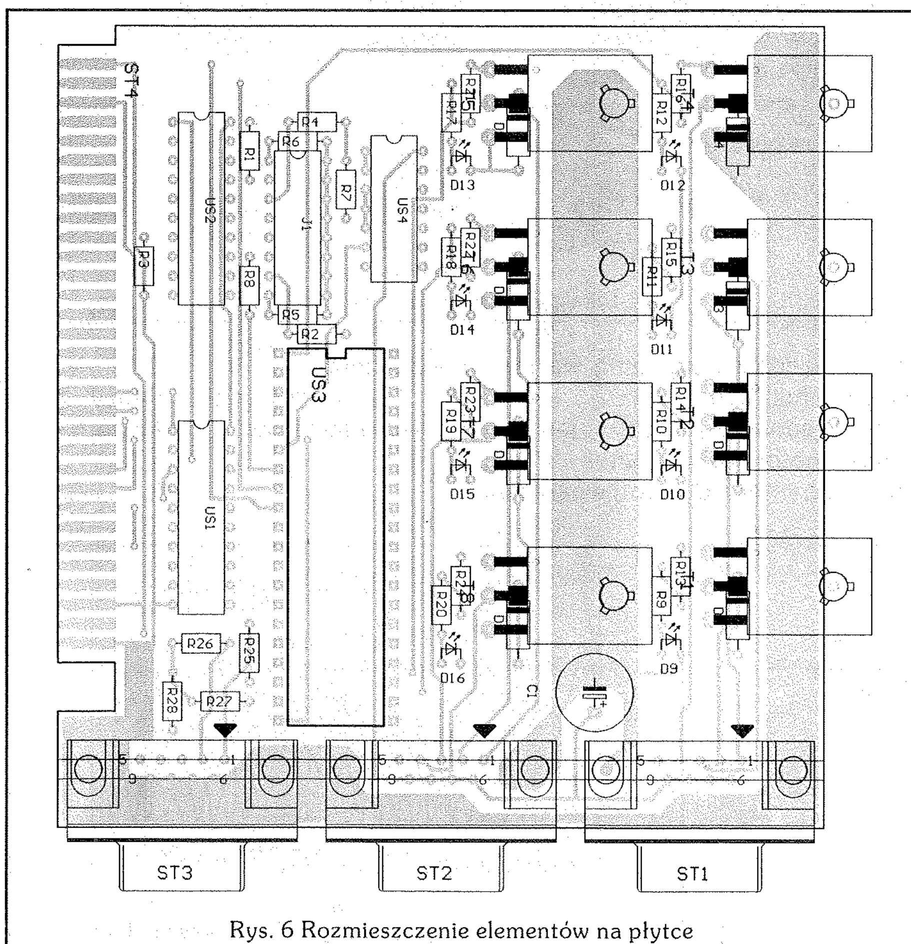
Tabela 1

D4	D3	D1	D0	blok A		nr	blok B	
				portA	portC		portB	portC
				H-bit			L-bit	
0	0	0	0	OUT	OUT	0	OUT	OUT
0	0	0	1	OUT	OUT	1	OUT	IN
0	0	1	0	OUT	OUT	2	IN	OUT
0	0	1	1	OUT	OUT	3	IN	IN
0	1	0	0	OUT	IN	4	OUT	OUT
0	1	0	1	OUT	IN	5	OUT	IN
0	1	1	0	OUT	IN	6	IN	OUT
0	1	1	1	OUT	IN	7	IN	IN
1	0	0	0	IN	OUT	8	OUT	OUT
1	0	0	1	IN	OUT	9	OUT	IN
1	0	1	0	IN	OUT	10	IN	OUT
1	0	1	1	IN	OUT	11	IN	IN
1	1	0	0	IN	IN	12	OUT	OUT
1	1	0	1	IN	IN	13	OUT	IN
1	1	1	0	IN	IN	14	IN	OUT
1	1	1	1	IN	IN	15	IN	IN

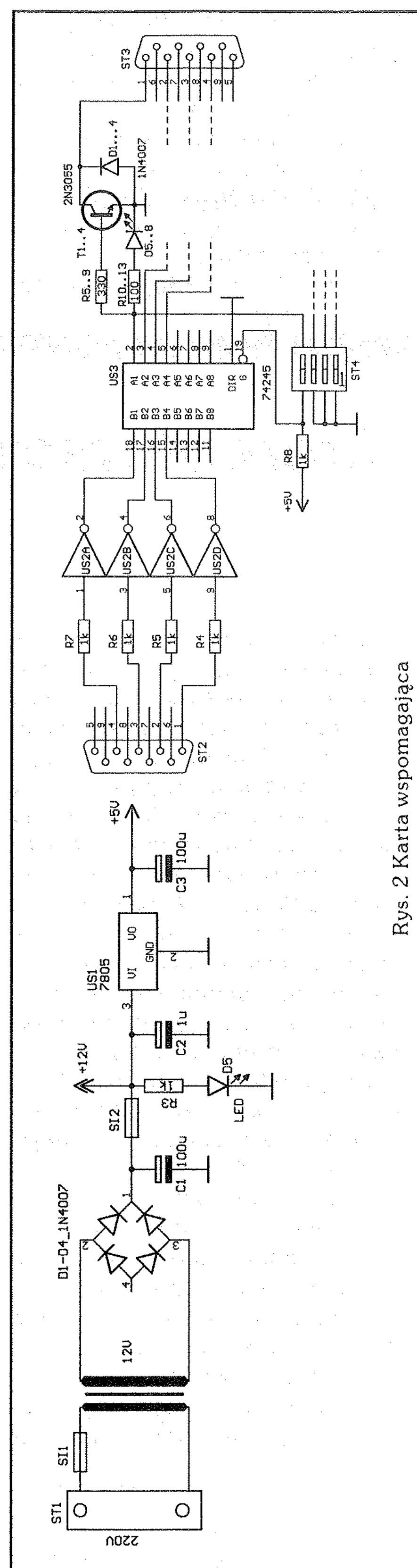
```
10 CLS
20 S=&HDE0
30 REM adres karty sterującej
40 OUT S+3,129
45 REM inicjalizacja portu
50 Y=S+0
55 REM adres portu A
60 A=1
70 B=2
80 C=4
90 D=8
100 PRINT "Taktowanie aktywne"
110 FOR F=0 TO 360
120 OUT Y,A+C
130 GOSUB 280
140 OUT Y,A+D
150 GOSUB 280
160 OUT Y,B+D
170 GOSUB 280
180 OUT Y,B+C
190 GOSUB 280
200 REM
210 NEXT F
220 OUT Y,0
230 STOP
280 FOR T=0 TO T=1
290 NEXT T
300 RETURN
```

rami mocy BD243. Ponieważ przy odłączonych uzwojeniach silnika może wystąpić duże napięcie szczytowe, zastosowano diody D1...D8 chroniące tranzystory przed zniszczeniem.

Diody świecące D1...D16 sygnalizują stan HI na wyjściach por-



Rys. 6 Rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 2 Karta wspomagająca

tów.

Napięcie zasilające silnik (12V) jest pobierane z zasilacza komputera, którego obciążalność jest oczywiście ograniczona. W razie potrzeby należy zastosować dodatkową kartę wspomagającą, która posiada własny zasilacz sieciowy na 5 i 12V (rys.2) i obsługuje je-

den silnik. Stąd na jedną kartę sterującą przypada dwie takie karty. Układ jest tak skonstruowany, że umożliwia proste połączenie między kartą sterującą a silnikiem. Jednakże masy obu kart nie mogą być ze sobą połączone!!

Sygnały sterujące są podane przez inwerter IC2 do wzmacniacza magistrali IC3. Daje to możliwość, za pomocą wejścia EN, odłączenia prądu, gdy silnik znajduje się w stanie spoczynku. Można to wykonać jumperem (ST4) lub przełącznikiem na płycie czołowej. Pozostała część układu odpowiada karcie sterującej, z tym, że zastosowane są mocniejsze tranzystory.

Załączony został program demonstracyjny w Basicu (dla silnika pracującego w układzie bipolarnym), który można wykorzystać przy uruchamianiu danego silnika.

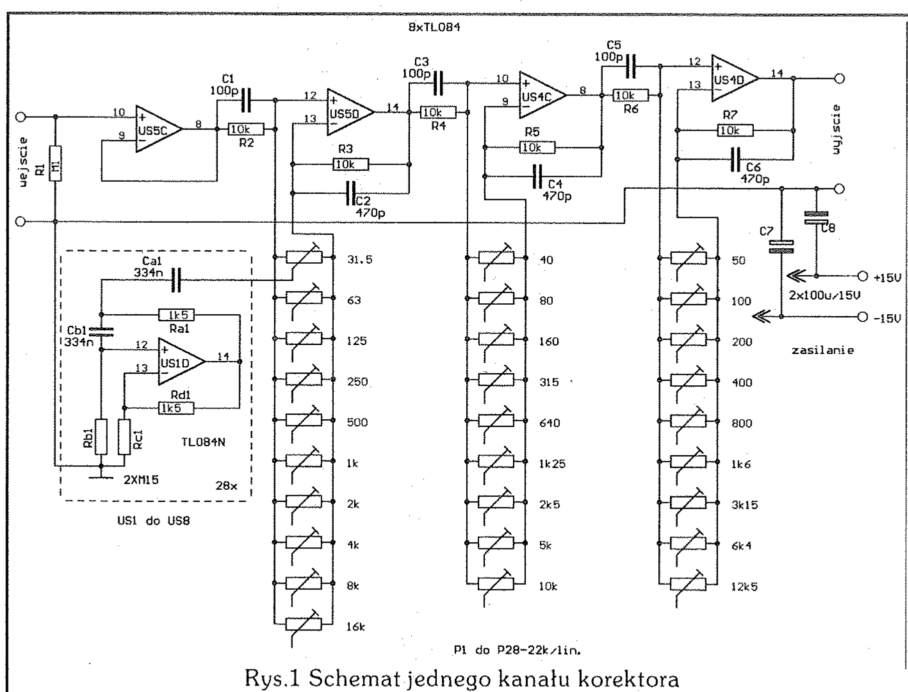
Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie Elrad 12/88

Stereofoniczny, trzyoktawowy korektor graficzny

Obecnie nie ma już trudności w kompletowaniu sprzętu audio. Korektory graficzne są w miarę tanie i nie opłaca się robić ich domowym sposobem. Opisany poniżej jest małym wyjątkiem. Urządzenie to jest prawie profesjonalne. Posiada regulację w 28 pasmach, w zakresie częstotliwości od 31.5Hz do 16kHz. Zakres regulacji wynosi ±15dB, impedancja wejściowa 100kΩ, a wyjściowa 0Ω. Maksymalny poziom napięcia wejściowego wynosi 3V, a odstęp napięć zakłócających (potencjometry w środkowym położeniu) – 70dB. Parametry takie osiągnięto dzięki zastosowaniu wzmacniaczy operacyjnych typu TL084, które posiadają na wejściach tranzystory typu FET.

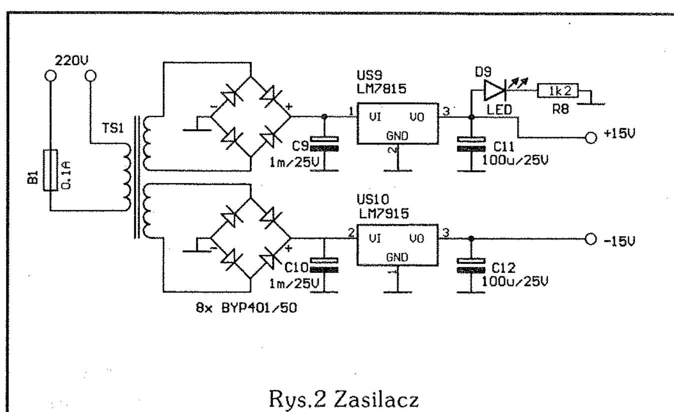
Rysunek 1 przedstawia schemat jednego kanału korektora. Drugi kanał jest taki sam. Dla uproszczenia zaznaczono linią przerywaną jeden z dwudziestu ośmiu obwodów rezonansowych. W pozostałych członach zmianie ulegają wartości Ca i Cb, rezystory natomiast mają wszędzie taką samą wartość (spis elementów).



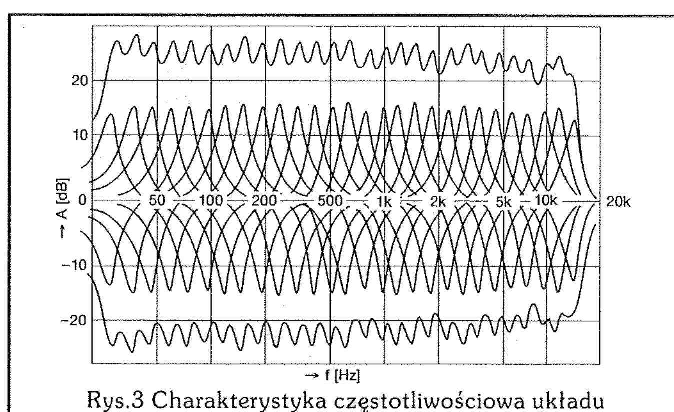
Rys.1 Schemat jednego kanału korektora

Na rysunku 2 pokazany jest zasilacz, natomiast rysunek 3 jest charakterystyką częstotliwościową korektora.

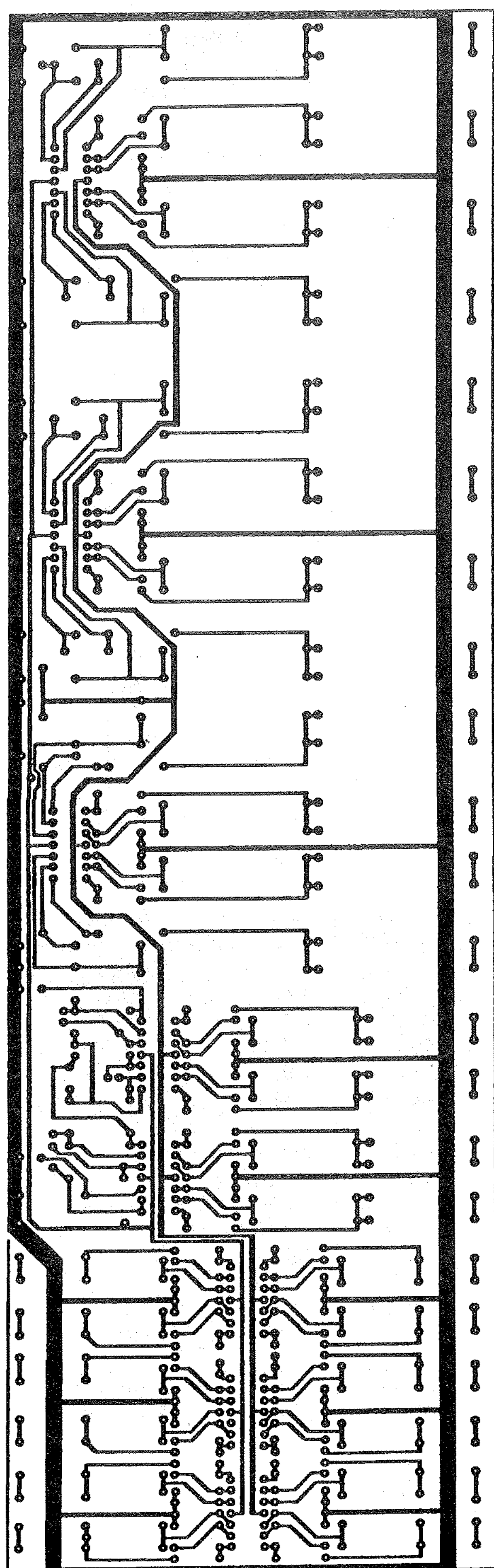
Całe urządzenie należy zamknąć w metalowej obudowie.

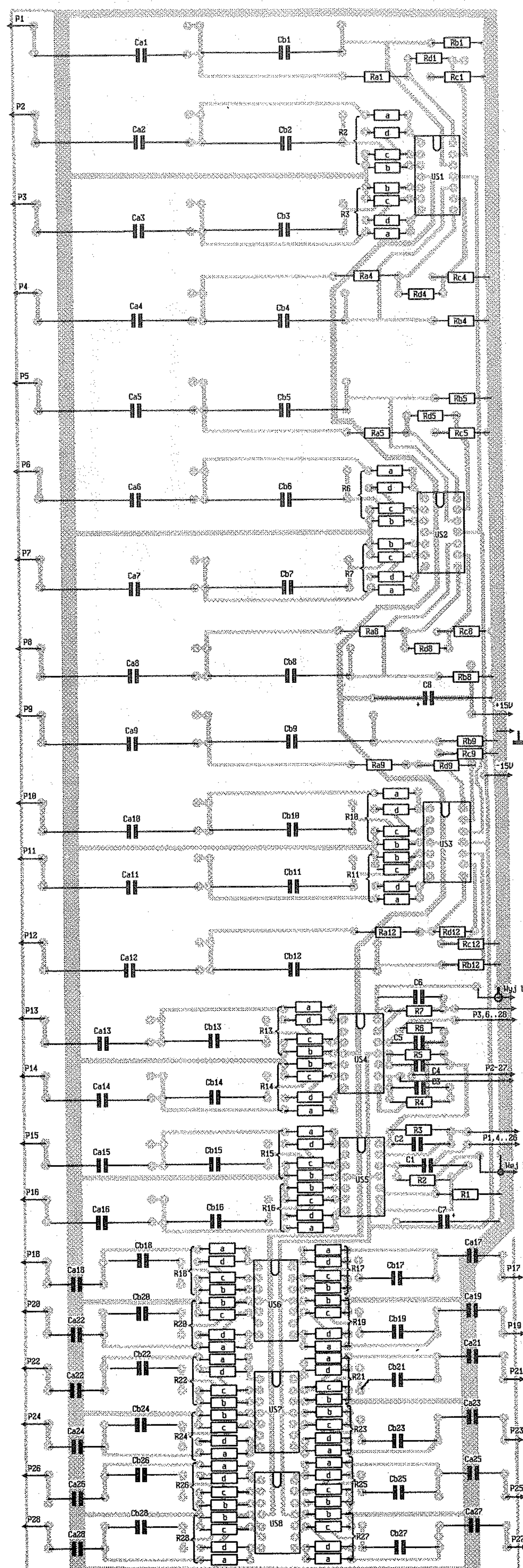


Rys.2 Zasilacz

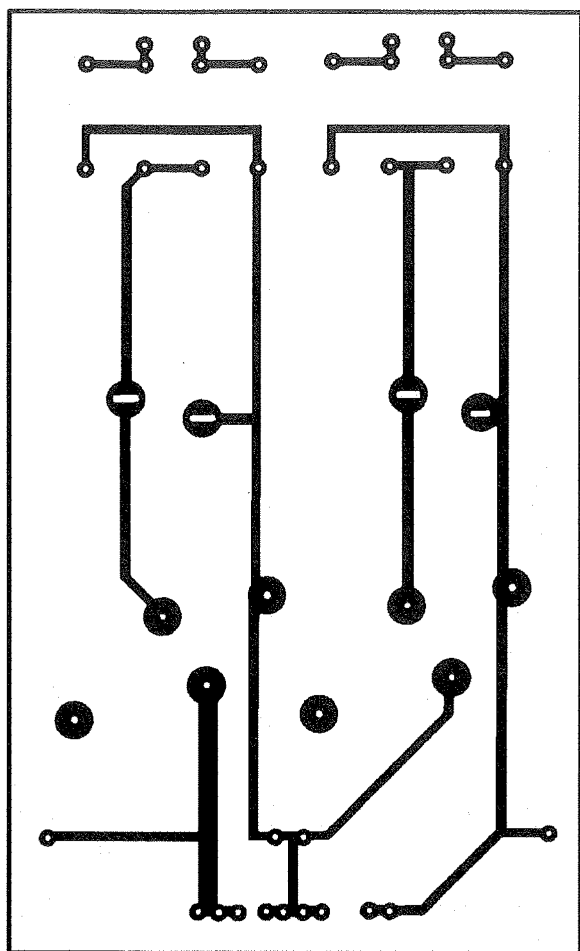


Rys.3 Charakterystyka częstotliwościowa układu

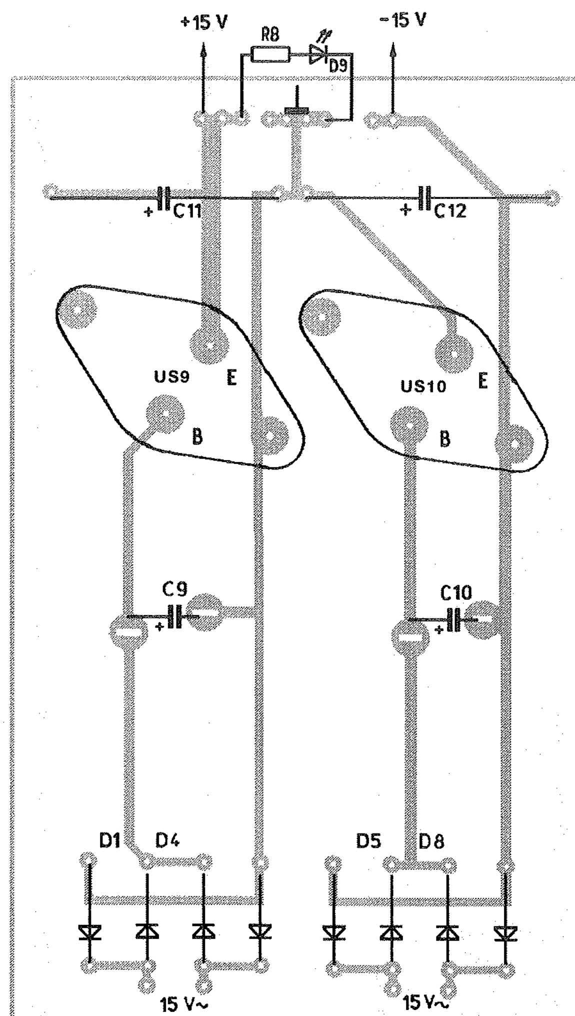




Rys.4 Obwód drukowany oraz rozmieszczenie elementów korektora



Rys.5 Płytka zasilacza



Rys.6 Rozmieszczenie elementów

Spis elementów:

Rezystory

R1	0.1MΩ
R2÷R7	10kΩ
Ra1÷Ra25	1.5kΩ
Ra26	1.48kΩ
Ra27	1.43kΩ
Ra28	1.38kΩ
Rb1÷Rb28	0.15MΩ
Rc1÷Rc23	0.15MΩ
Rc24	0.135MΩ
Rc25	0.115MΩ
Rc26	95kΩ
Rc27	90kΩ
Rc28	82kΩ
Rd1÷Rd28	1.5kΩ
R8	1.2kΩ

Potencjometry

P1÷P28 22kΩ liniowy

Kondensatory

CZĘSTOTLIWOŚĆ	NUMER	Ca=Cb
31.5Hz	1	530nF
40Hz	2	422nF
50Hz	3	211nF
63Hz	4	167nF
80Hz	5	132nF
100Hz	6	106nF
125Hz	7	84.2nF
160Hz	8	66.7nF
200Hz	9	53nF
250Hz	10	42.2nF
315Hz	11	33.4nF
400Hz	12	26.5nF
500Hz	13	21.1nF
630Hz	14	16.7nF
800Hz	15	13.2nF
1kHz	16	10.6nF
1.25kHz	17	8.42nF
1.6kHz	18	6.67nF
2kHz	19	5.3nF
2.5kHz	20	4.22nF
3.15kHz	21	3.34nF
4kHz	22	2.65nF
5kHz	23	2.11nF
6.3kHz	24	1.67nF
8kHz	25	1.32nF
10kHz	26	1.06nF
12.5kHz	27	842pF
16kHz	28	667pF

Wszystkie kondensatory mają tolerancję ±2% (nieceramiczne)

C1,C3,C5	100pF ceramiczny
C2,C4,C6	470pF ceramiczny
C7,C8	100μF/15V
C9,C10	1000μF/25V
C11,C12	100μF/15V

Półprzewodniki

US1÷US8	TL084
US9÷US10	LM7815
D1÷D8	BYP 401/50
D9	dioda świecąca

Transformator

EI 20 x 25, pierwotne 2200zw. 0.15mm
wtórne 2 x 150zw. 0.35mm

Witold Dąbrowski

Od redakcji:

Lepsze efekty można osiągnąć stosując układy scalone TL074

Spis artykułów – rocznik 1993

Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

Tranzystory bipolarne
Tabela 9
Tranzystory P–N–P, średniej mocy, niskiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	Ucer W	Ucbo W	Uebo W	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr MHz
ГТ4Ø2А	Ø.5	25	-	-	6ØØ/25	3Ø-8Ø	1
ГТ4Ø2Б	Ø.5	25	-	-	6ØØ/25	6Ø-15Ø	1
ГТ4Ø2Д	Ø.5	25	-	-	6ØØ/25	3Ø-8Ø	1
ГТ4Ø2Е	Ø.5	25	-	-	6ØØ/25	6Ø-15Ø	1
ГТ4Ø5А	Ø.5	25	-	-	6ØØ/25	3Ø-8Ø	1
ГТ4Ø5Б	Ø.5	25	-	-	6ØØ/25	6Ø-15Ø	1
ГТ4Ø2В	Ø.5	4Ø	-	-	6ØØ/25	3Ø-8Ø	1
ГТ4Ø2Г	Ø.5	4Ø	-	-	6ØØ/25	6Ø-15Ø	1
ГТ4Ø2Ж	Ø.5	4Ø	-	-	6ØØ/25	3Ø-8Ø	1
ГТ4Ø5И	Ø.5	4Ø	-	-	6ØØ/25	6Ø-15Ø	1
ГТ4Ø2В	Ø.5	4Ø	-	-	6ØØ/25	3Ø-8Ø	1
ГТ4Ø5Г	Ø.5	4Ø	-	-	6ØØ/25	6Ø-15Ø	1

Witold Wrotek

OGŁOSZENIA DROBNE

STEROWNIKI WĘŻY DYSKOTEKOWYCH, 200 KOMBINACJI. INFORMACJE, KOPERTA ZWROTNA + ZNACZEK. "VOLT–S", UL. MALBORSKA 88/24, 82–300 ELBLĄG.

SPRZEDAM WOBULOSKOP. WROCŁAW TEL. 57–16–20 PO 18.00.

WYKRYWACZ METALI. ALARM MIESZKANIOWY. ZESTAWY DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU. INFORMACJE GRATIS KOPERTĄ ZWROTNĄ. SYLWESTER KRÓLAK, 75–337 KOSZALIN, UL. K.WYKI 19/6.

NAUCZĘ KORESPONDENCYJNIE PRZESTRAJAĆ SPRZĘT RTV (FONIA, UKF, PAL, SECAM). MONTOWAĆ TELEGAZETĘ, PILOTA, WEJŚCIE MONITOROWE, MONTOWAĆ TV SAT ITP. INFORMACJE KOPERTA ZWROTNA. WALDEMAR WIECZOREK WIDOK 13/7 66–400 GORZÓW WIELKOPOLSKI.

DUŻY WYBÓR INSTRUKCJI SERWISOWYCH DO SPRZĘTU TV, VIDEO, HI–FI ORAZ CZĘŚCI I PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE DO W/W SPRZĘTU OFERUJE FIRMA "KLAR" P.S.P. UL. CHOPINA 11A 74–320 BARLINEK TEL. 61–974. WYSYŁKA KATALOGÓW ZA ZALICZENIEM POCZTOWYM.

NAPRAWA I PRZESTRAJANIE NA PAL GENERATORÓW K–935 I K–938 ORAZ GENERATORÓW ROSYJSKICH. W GENERATORACH K–935, K–938 I K–939 INSTALUJEMY RÓWNIEŻ KODERY TELETEXTU WRAZ Z TESTEM PODOBNYM DO TELEWIZYJNEGO OBRAZU KONTROLNEGO. TESTRONIK – WARSZAWA UL. ROBINII 8 A TEL/FAX (O2) 667–72–70.

SCHEMATY ZACHODNICH WZMACNIACZY GITAROWYCH, EFEKTÓW. INFORMACJE – KOPERTA ZWROTNA. STANISŁAW GOGOL, 43–265 KRYRY.

PROGRAMATORY I SYMULATORY EPROM. INFORMACJA KOPERTA + ZNACZEK. MACIEJ IASKOWSKI 47–400 RACIBÓRZ UL. LOTNICZA 22/4

WYKRYWACZE ROZRÓŻNIAJĄCE METALE PROFESJONALNE – POCZTĄ.PPH "ARMAND" RYSZARDA 44 05–800 PRUSZKÓW (0–22) 587348 SZUKAJ ZŁOTA, MILITARIÓW, MONET

PRZYJMĘ MONTAŻ ELEKTRONICZNY LUB INNĄ WSPÓŁPRACĘ W ELEKTRONICE TECHNIK ELEKTRONIK ADAM NOWAK 28–100 BUSKO–ZDRÓJ OS. MARSZ. PIŁSUDSKIEGO 8/38

PILNIE KUPIĘ SCHEMAT OTVC TOSHIBA 2500 TS PAWEŁ KLUGER UL.KOZIELSKA 26 47–430 RUDY

POSZUKUJĘ WSPÓŁPRACOWNIKA Z POMYSŁEM WYKORZYSTANIA SPRZĘTU KOMP. W CELACH ZAROBKOWYCH. W. FRANCZUK UL. P.SKARGI 5/6 60–129 POZNAŃ

PODEJMĘ CHAŁUPNICZO MONTAŻ ELEKTRONICZNY. MOŻLIWOŚĆ WSTĘPNEGO URUCHOMIENIA. KRZYSZTOF SZPILARSKI, GRODZISK MAZ. KNIEWSKIEGO 2 TEL. 55–67–11

SPRZEDAM LITERATURĘ ELEKTRONICZNĄ ORAZ TANIO RÓŻNE CZĘŚCI ELEKTRONICZNE RYSZARD WANOT UL. MIODOWA 9/16 31–055 KRAKÓW INFO. KOPERTA

ZAMIENIĘ ELEKTRONIK HOBBY 6,7,8,9/93 NA RADIOELEKTRONIK 11/89 MÓJ ADRES TOMASZ KLIM UL MATEJKI 63 C/4 66–400 GORZÓW WLKP.

SZUKAM PILOTA DO ISKRY (SAM NADAJNIK) DARIUSZ LEWANDOWICZ 91–408 ŁÓDŹ UL 19–GO STYCZNIA 1 M 12

KUPIĘ SCHEMAT (INSTRUKCJĘ SERWISOWĄ) CB–RADIA "PRESIDENT VALERY" ALEKSANDER BRONICKI ZYGMUNTA AUGUSTA 17 A/9 , 59–700 BOLESŁAWIEC

POSZUKUJĘ LAMP PY 500 A PL 519 MAREK DOCHNIAK UL. LUBSKA 16/2 JASIEŃ 68–320 TEL. 71–03–16 PO 15–TEJ

POSZUKUJĘ INSTRUKCJĘ OBSŁUGI OSCYLOSKOPU OS 301 STEFAN NACZK OSIEDLE KASZUBSKIE 21/94 WEJHEROWO 84–200

SPRZEDAM LUB WYMIENIĘ TUNER DIORA, WALKMAN SONY AUTOREWERS ITP, RADIO SAMOCHODOWE WIELE INNYCH, NADAJNIK MAŁEJ MOCY I ZASIĘGU WIĘKSZYM OD 1 KM TV DROZDOWSKI PAWEŁ 50–550 WROCŁAW UL. ŚLICZNA 49/25 DOPIS. DROZDA

KUPIĘ TRANZYSTORY: ZTX 213, ZTX 313 I ZTX 651 LUB ODPOWIEDNIKI MARCIN TARNOWSKI 94–058 ŁÓDŹ UL. BATALIONÓW CHŁOPSKICH 9/22

KUPIĘ ZESPÓŁ NAPĘDOWY LUB USZKODZONY MAGNETOWID NVG 21 PANASONIC ELEKTRYCZNIE M. LUBISZEWSKI AL.ARMII KRAJOWEJ 53 M 99 CZĘSTOCHOWA 42–200

SPRZEDAM MONITOR HERKULES,PŁYTĘ AT 286 1 MBRAM 12 MHZ, STACJĘ DYSKÓW 1,2 MB 5,25" WASYLUK DARIUSZ UL. GARBARSKA 9 JANÓW PODLASKI 21–505

MONTER UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH Z PRAKTYKĄ PODEJMIE PRACĘ W SYSTEMIE CHAŁUPNICZYM OFERTY KIEROWAĆ POD ADRESEM MACIEJ STROT 270–116 SZCZECIN UL. SZPITALNA 14 A 1

KTO ODDA BEZPŁATNIE LUB ZA SYMBOLICZNĄ OPŁATĄ KOMPUTER KLASY PC XT LUB AT? POTRZEBUJĄCY STUDENT KAROL REMISZEWICZ 89–206 ZALESIE
SPRZEDAM 65 X E STACJE 1050 MAGNETOFON CA 12 TURBO CARTRIDGE, JOYSTYK, DYSKIETKI, KASETY 4.500.000 BOREK KRZYSZTOF LUCHÓW DOLNY 7 23–422 LUCHÓW GÓRNY WOJ. ZAMOŚĆ

WYKRYWACZ ROZRÓŻNIAJĄCY METALE DO POSZUKIWAŃ ZŁOTA, MILITARIÓW SPRZEDAM OKSIEŃCIUK RYSZARDA 44 05–800 PRUSZKÓW (0–22) 587–348 TANIO!

SZUKAM SPONSORA (PRYWATNEGO LUB PAŃSTWOWEGO) DO URUCHOMIENIA PRODUKCJI URZĄDEŃ ELEKTRONICZNYCH OPOLE 45–777 UL. ZWYCIĘSTWA 17/13

KUPIĘ SYNTEZĘ DO RADIOTELEFONU COLT 359 C 5121 RADOSŁAW MACIĄŻEK UL. SŁOWACKIEGO 42 OGRODZIENIEC 42–440 WOJ. KATOWICKIE

PODEJMĘ CHAŁUPNICZO MONTAŻ URZĄDZEŃ ELEKTRONICZNYCH. POSIADAM UPRAWNIENIA SEP DO 15KV CHOWANIAK KRZYSZTOF MIĘKINIA 287 32–062 NOWA GÓRA

PODEJMĘ PRACĘ W KAŻDEJ DZIEDZINIE ELEKTRONIKI. NAJLEPIEJ CHAŁUPNICTWO. WIEDZA, DOŚWIADCZENIE. R. PROSOWICZ UL. KOLEJOWA 76 RADŁÓW 33–130

TESTY TV, KATALOG I INNE PROGRAMY NA C–64 DLA ELEKTRONIKÓW OFERUJE EŁKO 11–200 BARTOSZYCE UL. SPORTOWA 20 OFERTA–KOPERTA ZWROTNA

ELEKTRONIK PODEJMIE CHAŁUPNICZY MONTAŻ ELEKTRONICZNY Z MATERIAŁÓW POWIERZONYCH TEL. KONTAKTOWY CZELADŹ 032–65–11–44

KUPIĘ "PRAKTYCZNY ELEKTRONIK" NR 2,3,4,5/92, 1/93 ĆWIKLIŃSKI P–66 DARŁOWO 76–150

ELEKTRONIK Z DOŚWIADCZENIEM POSZUKUJE PRACY W BRANŻY ELEKTRONICZNEJ ETAT ZLECENIA CHAŁUPNICTWO POSIADAM PRACOWNIĘ SAMOCHÓD A. ŚLEDZIOWSKI KRAKÓW 379–344

EASY ABEL – OPROGRAMOWANIE DO PROJEKTOWANIA UKŁADÓW PLD FIRMY DATA I/O DYSTRYBUCJA:WG ELECTRONICS 00–695 WARSZAWA NOWOGRODZKA 42

MIKRONADAJNIK FM – MIKROSZPIEG. WYMIARY: 20 X 35 MM, ZASILANIE – 9V. ZASIĘG – 200M. CENA 50 TYŚ. INFORMACJE K+Z.D.K. SKR. POCZT. 93 OŁAWA 55–200

PILNIE ODKUPIĘ INSTRUKCJĘ DO ZABAWKI – ZESTAWU "LABOLATORIUM 101" F–MY "NOWA" Z OTWOCKA. MOŻE BYĆ KSERO. MACIEJ BRYŁA LESZCZYNY 44–230 UL. SWOBODY 5

SPRZEDAM, ZAMIENIĘ RADIOTELEFON ZEW.RADMOR – CZĘŚCI+MIERNIK V–640. RYSZARD JUSZCZYK 28–340 SĘDZISZÓW OS. SADY 10/15 TEL. (0–498) 11357 PO 17–TEJ

SZUKAM PRACY ZWIĄZANEJ Z ELEKTRONIKĄ MOŻE BYĆ MONTAŻ CHAŁUPNICZY POSIADAM SAMOCHÓD MAREK TOPORCZYK KOWALSKIE 21 57–151 ZARZYCA

SPRZEDAM KOMPUTER ATARI 130 XE Z MAGNETOFONEM CA 12 OPROGRAMOWANIEM 1.500.000 ZŁ S. LEDWOŃ KONOPISKA UL. ŚLĄSKA 21 WOJ. CZĘSTOCHOWA

PODEJMĘ MONTAŻ UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH ZUBRZYCKI ROBERT UL. DZIERŻYŃSKIEGO 9 B/2 OŚNO LUB. 69–220 WOJ. GORZOWSKIE

Redakcja miesięcznika

NOWY ELEKTRONIK

składa Szanownym Czytelnikom
życzenia wszelkiej pomyślności
w Nowym Roku

Jednocześnie z przykrością informujemy, że P.W. „ARTCOM" zawiesza swoją działalność wydawniczą z dniem 31.12.1993r.